

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з дисципліни	Електротехніка та електроніка
з кредитного модуля	Електроніка та схемотехніка
для напрямку підготовки	6.050504 – Зварювання

*Рекомендовано вченою радою факультету електроенерготехніки та
автоматики НТУУ “КПІ ім. Ігоря Сікорського”*

Київ
НТУУ “КПІ”
2017

Конспект лекцій з кредитного модуля «Електроніка та схемотехніка» дисципліни «Електротехніка та електроніка» для студентів напряму підготовки 6.050504 – Зварювання / Уклад.: І. А. Петренко – К.: НТУУ “КПІ ім. Ігоря Сікорського”, 2017.– 211 с.

*Гриф надано вченою радою факультету
електроенерготехніки та автоматики НТУУ
“КПІ ім. Ігоря Сікорського”
(Протокол № 10 від 29.05 2017 року)*

Навчальне видання

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з кредитного модуля «Електроніка та схемотехніка»
дисципліни «Електротехніка та електроніка»

Укладач: Петренко Ірина Анатоліївна, канд. техн. наук, доц.

*Відповідальний
редактор Ю. В. Перетятко, канд. техн. наук, доц.*

Рецензент О. О. Витязь, канд. техн. наук, доц.

Зміст

Вступ	6
Розділ 5. Принципи дії та характеристики напівпровідникових приладів	
Тема 5.1. Напівпровідники. Напівпровідникові переходи і контакти	
Лекція 1. Напівпровідники. Напівпровідникові переходи і контакти	
5.1.1. Механізм власної провідності напівпровідників	8
5.1.2. Механізм домішкової провідності напівпровідників	14
5.1.3. Електронно-дірковий перехід	17
5.1.3.1. Електронно-дірковий перехід у стані рівноваги	18
5.1.3.2. Пряме увімкнення p – n -переходу	24
5.1.3.3. Зворотнє увімкнення p – n -переходу	25
5.1.3.4. Вольт-амперна характеристика p – n -переходу	27
5.1.3.5. Ємність p – n -переходу	30
5.1.4. Контакти напівпровідник-метал	32
Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів	
Лекція 2. Напівпровідникові резистори та діоди	
5.2.1. Визначення та класифікація напівпровідникових резисторів	35
5.2.2. Визначення та класифікація напівпровідникових діодів	42
5.2.3. Випрямні діоди	46
Розділ 6. Базові електронні пристрої аналогової схемотехніки	
Тема 6.1. Вторинні джерела електроенергії	
Лекція 3. Однофазні і некеровані випрямлячі	
6.1.1. Вторинні джерела електроенергії: класифікація та основні параметри	52
6.1.2. Однофазні некеровані випрямлячі: визначення, основні параметри і характеристики	58

6.1.2.1. Однопівперіодний випрямляч	64
6.1.2.2. Двопівперіодний випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора	68
6.1.2.3. Двопівперіодний випрямляч за мостовою схемою	71
Лекція 4. Трифазні некеровані випрямлячі. Згладжувальні фільтри	
6.1.3. Некеровані трифазні випрямлячі	76
6.1.3.1. Схема Міткевича	76
6.1.3.2. Схема Ларіонова	82
6.1.4. Пасивні згладжувальні фільтри	89
Лекція 5. Тиристори. Однофазні керовані випрямлячі	
5.2.4. Тиристори	100
6.1.5. Однофазні керовані випрямлячі	107
6.1.5.1. Робота керованого однопівперіодного випрямляча на активне навантаження	108
6.1.5.2. Робота керованого двопівперіодного випрямляча за мостовою схемою на активне навантаження	112
6.1.5.3. Робота керованого двопівперіодного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора на індуктивно-активне навантаження	116
Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів	
Лекція 6. Біполярні транзистори	
5.2.5. Біполярні транзистори (БТ): будова та умовні позначення	119
5.2.5.1. Режими роботи біполярних транзисторів	121
5.2.5.2. Схеми увімкнення біполярних транзисторів	125
5.2.5.3. Статичні вольт-амперні характеристики біполярних транзисторів	128
5.2.5.4. Динамічні вольт-амперні характеристики БТ	130
5.2.5.5. Схеми заміщення біполярних транзисторів	132

Тема 6.2. Базові електронні пристрої аналогової схемотехніки

Лекція 7. Параметри та характеристики підсилювачів.

Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

6.2.1. Параметри та характеристики підсилювачів	137
6.2.2. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером	145
6.2.2.1. Аналіз роботи підсилювального каскаду на БТ	145
6.2.2.2. Режими роботи підсилювального каскаду на БТ	151
6.2.2.3. Способи організації зміщення	157
6.2.2.4. Схеми температурної стабілізації режиму роботи підсилювального каскаду на БТ	159

Лекція 8. Зворотні зв'язки у підсилювачах. Операційні підсилювачі. Перетворювачі аналогових сигналів на операційних підсилювачах

6.2.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах	163
6.2.4. Операційні підсилювачі	168
6.2.5. Перетворювачі аналогових сигналів на операційних підсилювачах	176
6.2.5.1. Інвертуючий підсилювач	177
6.2.5.2. Неінвертуючий підсилювач	178
6.2.5.3. Інвертуючий суматор	180

Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів

Лекція 9. Польові транзистори. Інтегральні схеми

5.2.6. Польові транзистори: принцип дії та класифікація	182
5.2.6.1. Польові транзистори з керуючим переходом	184
5.2.6.2. Польові транзистори з ізолюваним затвором	193
5.2.7. Інтегральні схеми: класифікація, серії та транзисторні логіки	199
Література	211

Вступ

Кредитний модуль «Електротехніка та електроніка» є другим із двох кредитних модулів нормативної навчальної дисципліни «Електротехніка та електроніка». Навчальна дисципліна належить до циклу професійної та практичної підготовки студентів. Предмет кредитного модуля «Електротехніка та електроніка – 2. Електроніка та схемотехніка» складають електромагнітні явища та їх використання для вирішення задач електроніки.

Метою кредитного модуля є формування у студентів здатностей:

- використовувати знання та навички в галузі електротехніки для вирішення технічних задач зі зварювання та споріднених технологій;
- використовувати знання та навички в галузі електротехніки для призначення типового устаткування для реалізації технології зварювання, наплавлення та напильювання.

Основні завдання кредитного модуля.

Згідно з вимогами програми навчальної дисципліни студенти після засвоєння кредитного модуля мають продемонструвати такі результати навчання:

знання:

- будови та принципу дії поширених в інженерній практиці напівпровідникових приладів і пристроїв;
- будови, принципу дії та основних характеристик вторинних джерел живлення, зокрема випрямлячів;
- основних схемотехнічних засобів побудови базових електронних пристроїв аналогової схемотехніки;

уміння:

- проаналізувати принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів: спеціальних резисторів (терморезисторів, фоторезисторів,

- варисторів), випрямних і спеціальних діодів, біполярних і польових транзисторів, диністорів і тиристорів, операційних підсилювачів та інтегральних схем;
- промоделювати біполярний транзистор схемою заміщення в h – параметрах;
 - нарисувати схеми та пояснити принцип дії типових однофазних та трифазних випрямлячів (за мостовою схемою та з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора, Ларіонова, Міткевича) з індуктивним або ємнісним фільтром. Проаналізувати якість напруги при роботі на резистивне навантаження (пульсність, середнє випрямлене значення, коефіцієнт пульсації);
 - пояснити структуру підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненому за схемами зі спільним емітером і спільним колектором, обрати режим роботи каскаду та розрахувати параметри за змінним струмом, зокрема коефіцієнт підсилення за напругою (струмом, потужністю) у безрозмірних та логарифмічних одиницях; розрахувати коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача за відомими коефіцієнтами підсилення окремих каскадів;
 - проаналізувати основні характеристики підсилювачів з лінійним режимом роботи (амплітудну та амплітудно-частотну): обчислити динамічний діапазон, з'ясувати смугу пропускання підсилювача, розраховувати граничні частоти; оцінити лінійні спотворення, обчисливши коефіцієнт частотних спотворень у безрозмірних та логарифмічних одиницях;
 - синтезувати прикладні схеми на операційних підсилювачах, а саме, інвертуючий та неінвертуючий підсилювачі, інвертуючий і неінвертуючий суматори, RC-генератори гармонічних коливань, мультівібратор;

досвід:

- практичного застосування методів моделювання і розрахунку процесів у технічних пристроях, принцип дії яких базується на використанні електромагнітних явищ;
- роботи з контрольно-вимірювальною апаратурою в процесі експериментальних досліджень електромагнітних процесів в електричних і магнітних колах на лабораторних пристроях і моделях;
- самостійної роботи з навчально-методичними матеріалами дистанційних курсів (опрацювання лекційного матеріалу, аналіз практичних завдань, тестування, робота з довідниковою літературою та інше) через комп'ютерну мережу Internet.

Розділ 5. Принципи дії та характеристики напівпровідникових приладів

Тема 5.1. Напівпровідники. Напівпровідникові переходи

Лекція 1. Напівпровідники. Напівпровідникові переходи і контакти напівпровідник-метал

5.1.1. Механізм власної провідності напівпровідників

За здатністю проводити електричний струм усі речовини умовно поділяють на провідники, діелектрики та напівпровідники. У першому наближенні напівпровідники виділяють з інших речовин за значенням питомого електричного опору ρ . Вважають, що при кімнатній температурі у металів питомий електричний опір менший від $10^{-4}(\text{Ом}\cdot\text{см})$, у діелектриків – більший від $10^{10}(\text{Ом}\cdot\text{см})$, а напівпровідникові матеріали займають проміжне місце між металами і діелектриками, тобто мають ρ

від $10^{-3}(\text{Ом} \cdot \text{см})$ до $10^9(\text{Ом} \cdot \text{см})$. Така кількісна класифікація не є вичерпною, оскільки не всі речовини із зазначеними значеннями питомого опору є напівпровідниками. Різниця між напівпровідниками і діелектриками в цілому кількісна, а от характер провідності напівпровідників і металів зовсім різний: у металів питомий опір зростає із збільшенням температури, а у напівпровідників – зменшується.

Напівпровідники відрізняються від інших речовин сильною залежністю їх питомого опору від температури, освітлення, наявності домішок тощо, а також механізмом провідності, а саме: наявністю двох типів зарядів: електронів і дірок. Серед напівпровідників розрізняють **прості** і **складні** напівпровідникові матеріали. Самостійне застосування серед простих напівпровідників знайшли кремній (Si), германій (Ge) і селен (Se). До групи складних напівпровідників входять хімічні сполуки із двох чи більше хімічних елементів, які позначають буквами латинської абетки з позначенням групи елемента згідно до таблиці Д. І. Менделєєва:

- $A^{III}B^V$ – фосфід індію (InP), фосфід галію (GaP), арсенід галію (GaAs), стибад індію (InSb), стибад алюмінію (AlSb) та інші;
- $A^{II}B^V$ – CdSb, ZnSb та інші;
- $A^{II}B^{VI}$ – ZnS, ZnSe, телурид цинку (ZnTe), сульфід кадмію (CdS), CdTe, HgSe, HgTe, HgS та інші;
- $A^{IV}B^{VI}$ – PbS, PbSe, PbTe, SnS, SnSe, GeS, GeSe та інші;
- карбіди (SiC), оксиди (Cu_2O , ZnO) і багато інших хімічних сполук.

Напівпровідники, як правило, – це **тверді** тіла з регулярною кристалічною структурою (монокристали). Їх **кристалічні ґратки** складаються з елементарних осередків тієї чи іншої форми й розміру, що прилягають один до одного. Знайомство з процесами в напівпровідниках проводять на прикладі кремнію чи германію і поширюють отримані закономірності на весь клас напівпровідникових матеріалів. Типові

напівпровідники – це прості речовини кремній та германій, які створені із атомів елементів IV групи Періодичної системи елементів Менделєєва відповідно Силіцію ($_{14}\text{Si}$) та Германію ($_{32}\text{Ge}$). У кристалічних ґратках простих речовин, утворених атомами елементів IV групи, кожний атом сполучений 4 неполярними ковалентними зв'язками з чотирма сусідніми атомами (рис. 1.1,а). Атомні ґратки складаються із тетраедрів, в кутах і центрах яких розміщені атоми (рис. 1.1,б). Відстань між центральним і кутовими атомами однакова, близько 0,25 (нм). Кожний кутовий атом, у свою чергу, слугує центральним для інших чотирьох найближчих атомів. Сукупність декількох тетраедрів утворює елементарний осередок кубічної форми з розміром ребра близько 0,5 (нм). Подібну структуру має і алмаз, що зумовило назву структури – ”ґратки типу алмазу”. Кристал такої структури нагадує велетенську молекулу і характеризується великою твердістю, високою температурою плавлення та слабкою розчинністю.

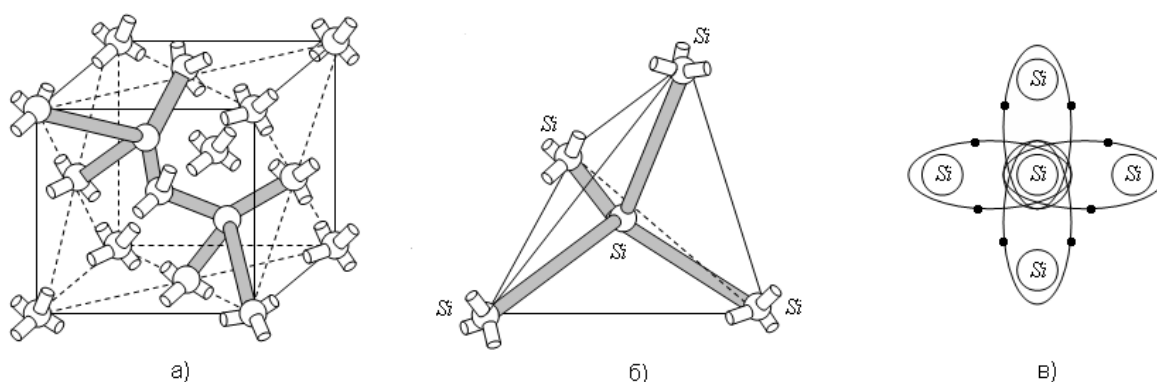


Рис. 1.1. Кристалічні ґратки кремнію: кубічний осередок (а), елементарний тетраедр (б) і його умовне зображення (в)

У твердому тілі атоми сильно взаємодіють між собою, що веде до створення **енергетичних зон** замість дискретних енергетичних рівнів окремих атомів (рис. 1.2). Аналіз провідності речовин базується саме на **зонній теорії** твердого тіла. Сукупність енергетичних рівнів валентних електронів зовнішніх оболонок атомів ідеального кристала утворює на енергетичній діаграмі **валентну зону**. Валентні електрони приймають

участь в електричних та хімічних процесах. Рівні, що відповідають меншій енергії електронів, входять до складу інших зон, заповнених електронами. Ці нижчі енергетичні зони не відіграють ніякої ролі у явищі електропровідності напівпровідника, тому не зображені на рис. 1.2. За температури абсолютного нуля ($T = 0^\circ K = -273,15^\circ C$) і відсутності домішок в кристалі всі валентні електрони беруть участь в хімічних зв'язках атомів речовини, отже, всі енергетичні рівні у валентній зоні заповнені. Якщо енергія валентного електрона збільшується через додатковий вплив, він може стати вільним, тобто покинути атом. Таке вивільнення означає перехід електрона у **зону провідності**.

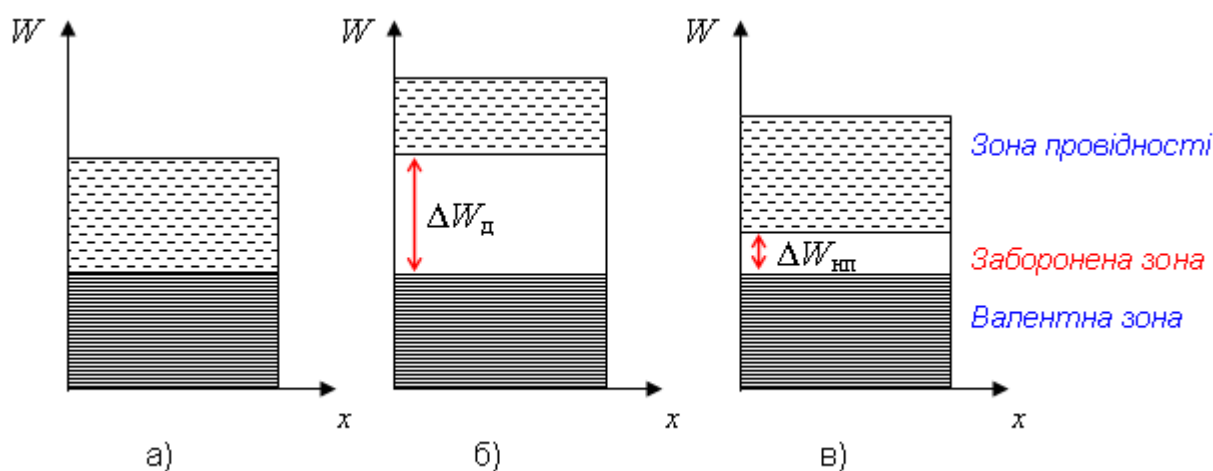


Рис. 1.2. Зонні структури речовин: металів (а), діелектриків (б) і напівпровідників (в) при $T = 0^\circ K$

У напівпровідниках і діелектриках валентна зона й зона провідності розділені **забороненою зоною**, у металів ці зони перекриваються навіть при температурі абсолютного нуля. Невеличкої кількості енергії, яку отримує електрон, досить для того, щоб піднятися на вищий рівень у зоні провідності металу (рис. 1.2,а) і почати вільний рух. Напівпровідники з ідеальними кристалічними ґратками (**напівпровідники i -типу**) за температури абсолютного нуля не мають вільних носіїв заряду в зоні

провідності, отже, є справжніми ізоляторами. Ширина забороненої зони у напівпровідниках суттєво менша, ніж в діелектриках $\Delta W_{\text{нп}} \ll \Delta W_{\text{д}}$ (рис. 1.2,б,в). До діелектриків відносять речовини з шириною забороненої зони у кілька електрон-вольт $\Delta W_{\text{д}} > 6(\text{eV})$. Напівпровідникові матеріали, що знаходять технічне використання, мають $\Delta W_{\text{нп}} = (0,1 - 3)(\text{eV})$. Так, для германію ширина забороненої зони становить $\Delta W_{\text{Ge}} = 0,72(\text{eV})$, для кремнію – $\Delta W_{\text{Si}} = 1,12(\text{eV})$, для хімічної сполуки арсеніду галію – $\Delta W_{\text{GaAs}} = 1,43(\text{eV})$.

Зауваження. Електрон-вольт (eV) – це енергія, якої набуває електрон під дією прискорювальної напруги 1 (В): $1(\text{eV}) = 1,6 \cdot 10^{-19} (\text{Дж})$.

З підвищенням температури чи внаслідок опромінення кристала збільшується енергія валентних електронів. Як тільки валентний електрон отримує додаткову енергію, що перевищує енергію забороненої зони, він переходить у зону провідності, звільняючи енергетичний рівень у валентній зоні. На тому місці, де раніше був електрон, з'являється вільне («вакантне») місце – **дірка**. Вакантний енергетичний рівень – дірку – можна вважати за носій заряду, величина якого дорівнює заряду електрона, але позитивної полярності. Під переміщенням дірки потрібно розуміти заповнення дірки в валентній зоні атома електроном із оболонки сусіднього атома. На місці цього електрона виникає нова дірка, і процес повторюється. Отже, дірка поводить себе подібно до частинки з додатним елементарним зарядом.

Втративши валентний електрон, атом перетворюється на додатний йон (рис. 1.3).

Процес утворення пари – електрон в зоні провідності та дірка у валентній зоні – називають **генерацією**. Процес утворення електронно-діркових пар при нагріванні кристала напівпровідника має назву

термогенерація. Кількість носіїв зарядів збільшується вдвічі зі збільшенням температури германію на 10°C і кремнію на 8°C . Генерація пар електрон-дірка під дією світла, рентгенівських та γ -променів на відміну від нагрівання локальна, тобто визначається площею пучка.

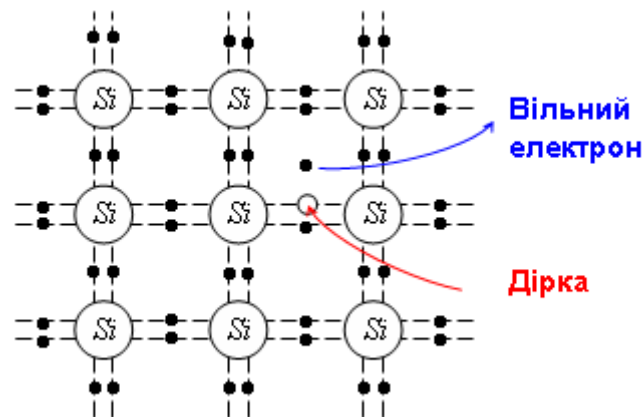


Рис. 1.3. До пояснення процесу генерації пари електрон-дірка

Електрони в зоні провідності та дірки у валентній зоні перебувають у хаотичному русі. При цьому має місце процес захоплення електронів дірками. Процес зникнення пари електрон-дірка називається **рекомбінацією**. Середню тривалість існування пари електрон-дірка між моментами генерації й рекомбінації називають **часом життя носіїв заряду**. Середня відстань, на яку переміщуються носії зарядів за час життя, – це **дифузійна довжина** носіїв заряду (типові значення $0,2 \dots 3(\text{мкм})$). Перехід електрона з вищого енергетичного рівня провідності на нижчий рівень валентної зони супроводжується вивільненням енергії, яка передається кристалічним ґраткам або випромінюється у вигляді кванта світла. Із збільшенням температури зростає як кількість генерацій за одиницю часу, так і кількість рекомбінацій. Для кожного значення температури встановлюється динамічна рівновага, а концентрації (кількість носіїв в одиниці об'єму) дірок p_i та електронів n_i у

напівпровіднику без домішок дорівнюють одна одній: $p_i \cong n_i$. При кімнатній температурі ($t = 25^\circ \text{C}$), для Ge: $p_i \cong n_i = 2,5 \cdot 10^{13} (\text{см}^{-3})$, для Si: $p_i \cong n_i = 1,4 \cdot 10^{10} (\text{см}^{-3})$, для GaAs: $p_i \cong n_i = 1,4 \cdot 10^7 (\text{см}^{-3})$.

За наявності електричного поля електрони рухаються проти напруженості поля, а дірки – в напрямі напруженості поля. Зручно розглядати електричний струм у напівпровіднику як суму двох струмів: електронного та діркового. **Провідність напівпровідника, яка зумовлена генерацією парних носіїв електрон-дірка під дією зовнішніх чинників (нагрівання, опромінення), має назву власна провідність напівпровідника.** Власна провідність напівпровідника має дві складові: електронну та діркову.

Упорядкований рух електронів і дірок під дією електричного поля називають **дрейфом**, а рух носіїв зарядів із зони з більш високою їх концентрацією в зону з меншою концентрацією – **дифузією**.

5.1.2. Механізм домішкової провідності напівпровідників

Будь-який реальний напівпровідник містить домішки і має дефекти кристалічної ґратки. Атоми домішок можуть бути розташовані між вузлами ґратки (домішки занурення) чи у самих вузлах ґратки замість основних атомів (домішки **заміщення**). Мізерні кількості домішок заміщення різко змінюють електричні властивості напівпровідників – збільшують їх провідність. Наприклад, $10^{-5} \%$ атомів Арсену в германії знижують опір останнього у 200 разів. **Провідність напівпровідника, яка обумовлена наявністю атомів домішок заміщення, називають домішковою провідністю напівпровідника.** Розрізняють домішкові електропровідності ***n*-типу** і ***p*-типу**.

При внесенні в попередньо очищений чотиривалентний напівпровідник Ge чи Si домішки п'ятивалентного елемента (наприклад, Арсену (As), Стибію (Sb) або Фосфору (P)) атоми домішки заміщають у вузлах кристалічних ґраток атоми напівпровідника (рис. 1.4). При цьому чотири валентні електрони кожного атома домішки, об'єднавшись з чотирма електронами сусідніх атомів напівпровідника, налагоджують тетраедричну систему ковалентних зв'язків, а п'ятий електрон кожного атома домішки виявляється надлишковим і дуже слабо зв'язаним з атомом. Вже при кімнатній температурі надлишкові електрони долають невеликий бар'єр шириною $(W_{\text{зп}} - W_{\text{дон}})$, переходять у зону провідності і стають вільними, тобто можуть вільно переміщуватися всередині кристала і забезпечувати проходження електричного струму. При цьому домішкові атоми перетворюються на позитивні йони.

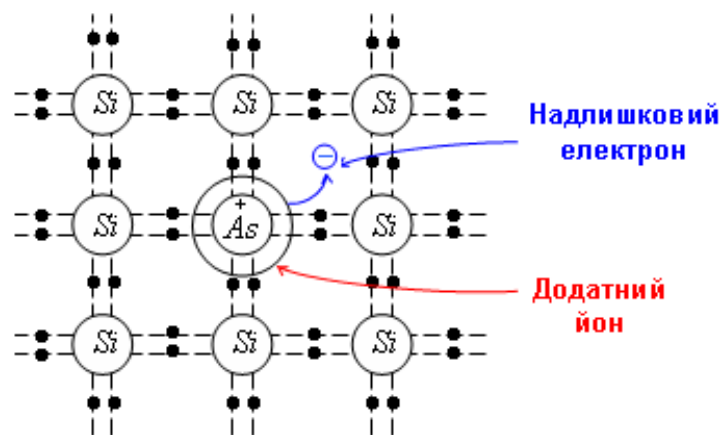


Рис. 1.4. До пояснення утворення напівпровідника *n*-типу:

Домішка, внесення якої збільшує концентрацію вільних електронів, називається **донорною**. Електропровідність напівпровідника з донорною домішкою забезпечується, головним чином, електронами, і тому такий напівпровідник називають ***n*-напівпровідником** чи **напівпровідником *n*-типу** (від *англ.* **negative**). Основними носіями заряду в напівпровіднику *n*-типу є електрони, а неосновними – дірки.

Після внесення у попередньо очищений чотиривалентний напівпровідник Ge чи Si атомів елементів III групи (наприклад, Індію (In), Галію (Ga) або Бору (B)) атоми домішки заміщають у вузлах кристалічних ґраток атоми основного кристала напівпровідника. Однак, у цьому випадку при комплектуванні кожної тетраедричної системи ковалентних зв'язків у разі наявності атома домішки одного електрона не вистачає, оскільки атоми домішки мають лише три валентні електрони, і створюється дірка (рис. 1.5.).

Домішка, введення якої зумовлює створення дірок у валентній зоні напівпровідника, називається **акцепторною**. Напівпровідник з акцепторною домішкою має, головним чином, діркову провідність або провідність ***p*-типу** (від *англ. positive*) і називається ***p*-напівпровідником**. Основними носіями заряду в напівпровіднику *p*-типу є дірки, а неосновними – електрони.

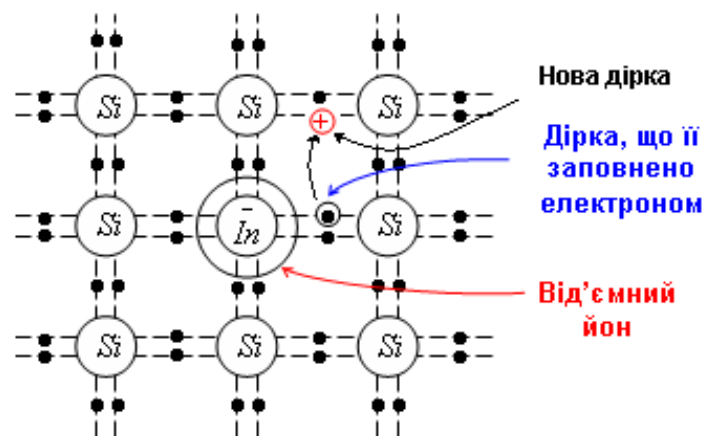


Рис. 1.5. До пояснення утворення напівпровідника *p*-типу:

Повна провідність напівпровідника з введеною домішкою визначається сумою власної та домішкової провідностей. За низьких температур домішкова провідність перевищує власну провідність; за високих температур, коли всі атоми домішок йонізовані, власна провідність напівпровідника може перевищувати домішкову провідність.

5.1.3. Електронно-дірковий перехід

Електронно-дірковим або p - n -переходом називають перехідний шар на межі двох областей напівпровідника з різними типами провідності, збіднений на рухомі носії зарядів. Робота більшості напівпровідникових приладів (діодів, транзисторів, тиристорів та інших) ґрунтується на використанні властивостей одного чи кількох p - n -переходів. Технологічні процеси утворення p - n -переходу можуть бути різними: це сплавлення, епітаксія (орієнтований ріст кристала одного типу на поверхні іншого), дифузія однієї речовини в та інші.

За конструкцією електронно-діркові переходи можуть бути симетричними і несиметричними, площинними і точковими.

Площинний p - n -перехід являє собою шарово-контактний елемент в об'ємі кристала на межі двох напівпровідників з провідностями p - і n -типів (рис. 1.6,а)). Лінійні розміри площини переходу більші за його товщину. Площинний p - n -перехід створюється під час процесів дифузії однієї речовини в іншу або епітаксiального нарощування шару напівпровідника з певними властивостями на інший шар напівпровідника.

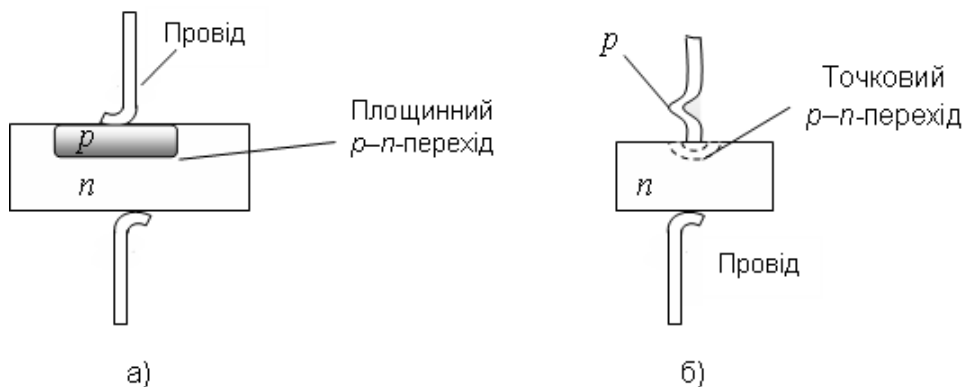


Рис. 1.6. Площинний (а) та точковий (б) p - n -переходи

Точкові переходи створюються формовкою: крізь контакт металевої голки й пластини напівпровідника (рис. 1.6,б)) пропускають великий струм

(декілька амперів). Відбуваються сильне нагрівання і часткове розплавлення обох речовин у місці контакту. В результаті дифузії атомів матеріалу голки у напівпровідник змінюється тип провідності в тонкому шарі напівпровідника, що прилягає до голки. Наприклад, якщо пластинка германію має n -провідність, а голка із берилієвої бронзи, то відбувається дифузія Берилію (${}^4\text{Be}$) в германій, і створюється тонкий p -шар напівпровідника напівсферичної форми. Внаслідок малої площі контакту допустимий прямий струм таких p - n -переходів невеликий – 10-20 (мА), а міжелектродна ємність мала, що дає змогу застосовувати такі прилади при високих частотах струмів.

Для всіх типів p - n -переходів **основною властивістю є несиметрична електропровідність**, яка означає залежність величини електричного струму через перехід від полярності зовнішньої прикладеної напруги.

5.1.3.1. Електронно-дірковий перехід у стані рівноваги

Розглянемо процеси, які відбуваються при створенні площинного p - n -переходу **за відсутності зовнішнього електричного поля** за умови, що на поверхнях напівпровідників відсутні механічні дефекти.

У напівпровіднику n -типу концентрація основних носіїв – електронів – набагато більша, ніж неосновних – дірок. У p -напівпровіднику, навпаки, концентрація дірок набагато перевищує концентрацію електронів, однак, і n -напівпровідник, і p -напівпровідник електрично нейтральні до здійснення контакту між ними (рис. 1.7). Одразу після приведення до контакту двох напівпровідників з різними типами провідностей на межі поділу створюється перепад (градієнт) концентрацій дірок та електронів: концентрація дірок у напівпровіднику p -типу набагато більша, ніж у напівпровіднику n -типу, і, навпаки, в напівпровіднику n -типу концентрація

електронів більша, ніж у напівпровіднику p -типу. Внаслідок різниці концентрацій носіїв у суміжних областях починається **дифузія** дірок p -області в n -область, а електронів n -області у протилежному напрямі – в p -область. Дифузійний струм через перехід визначається рухом основних носіїв кожного з напівпровідникових кристалів з різними типами провідності:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{диф } p} + I_{\text{диф } n}. \quad (1.2)$$

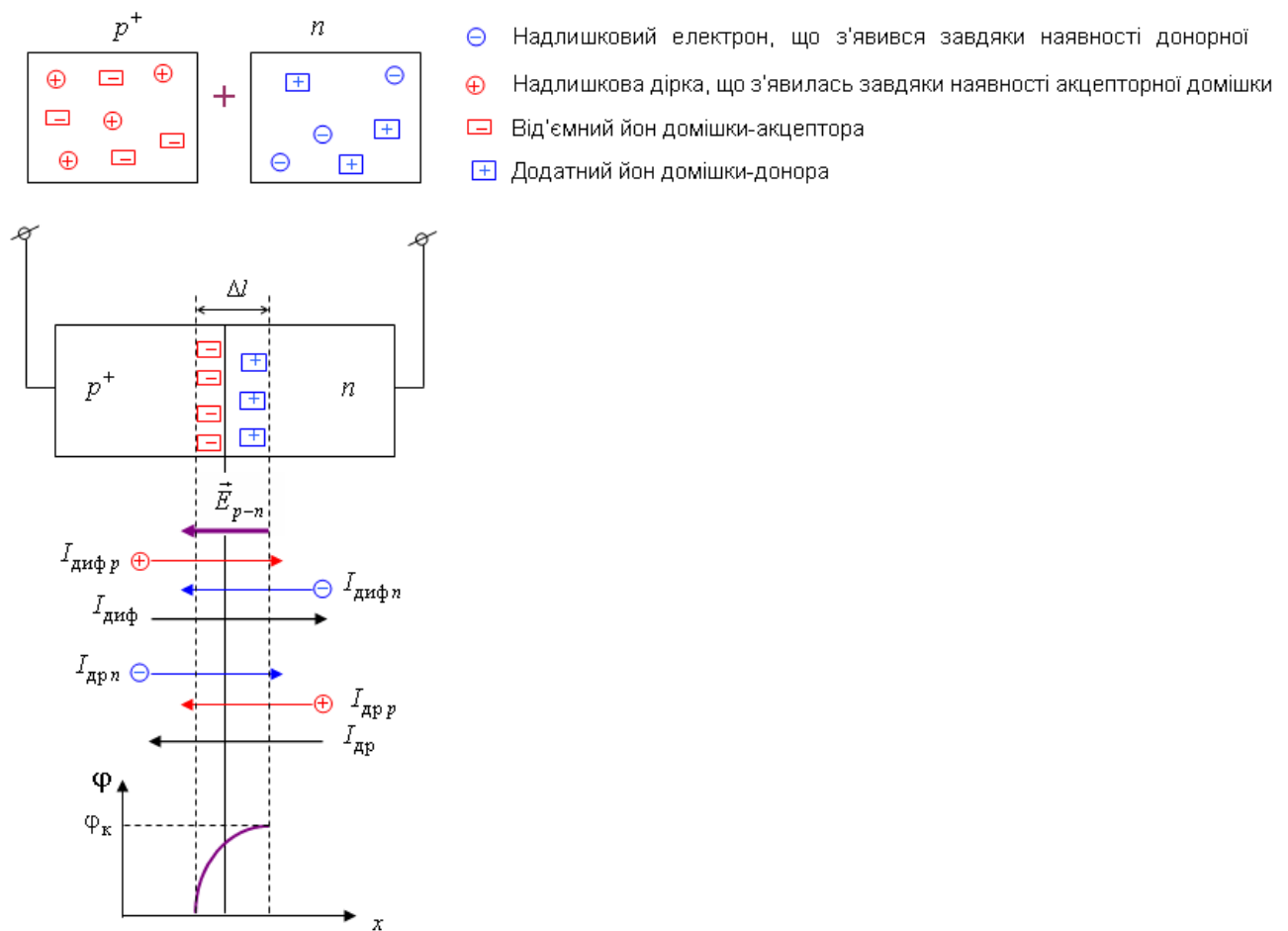


Рис. 1.7. До пояснення утворення $p-n$ -переходу

Основні носії, які дифузійно переміщуються із напівпровідника з підвищеною їх концентрацією в напівпровідник з меншою концентрацією, стають там неосновними і рекомбінують з основними носіями відповідних областей. Внаслідок відходу дірок із приконтатної області p -типу поблизу

межі напівпровідників з'являється некомпенсований просторовий від'ємний заряд йонів акцепторної домішки. Аналогічно в n -напівпровіднику з відходом електронів у p -область з'являється некомпенсований просторовий позитивний заряд йонів донорної домішки. Просторові заряди розміщені в тонкому шарі товщиною кілька мікрометрів безпосередньо біля межі між областями n - і p -типу. Йони знаходяться у вузлах кристалічних ґраток, отже, вони нерухомі в об'ємі об'єднаного кристала напівпровідника. Цей подвійний шар просторових зарядів і є власне p - n -переходом.

Між об'ємними просторовими зарядами йонів, що виникають по обидва боки границі розділу двох напівпровідників з різними типами провідності, виникає **контактна різниця потенціалів** і електричне поле, напруженість якого \vec{E}_{p-n} спрямована від позитивного просторового заряду до негативного (рис. 1.7). Це **поле перешкоджає подальшому дифузійному переміщенню** дірок із напівпровідника p -типу в напівпровідник n -типу і електронів у протилежному напрямі. Напруженість поля максимальна на границі розділу, де відбувається стрибкоподібна зміна знака об'ємного заряду, а на деякій відстані від границі об'ємний заряд відсутній і напівпровідник є нейтральним. Кажуть, що виникає **потенціальний бар'єр**, висота якого дорівнює контактній різниці потенціалів ϕ_k і, зазвичай, складає десяті частки вольтів. Електрони, що приходять до p - n переходу з боку n області, відштовхуються від'ємними йонами, а дірки p області – позитивними йонами. Потенціальний бар'єр перешкоджає подальшій дифузії основних носіїв через p - n -перехід і вирівнюванню концентрацій електронів і дірок у всьому об'ємі напівпровідникових областей. Тільки деякі основні носії зарядів з достатньою кількістю енергії можуть пройти крізь збіднений шар, подолавши контактну різницю потенціалів ϕ_k між n - і p -областями. Отже,

потенціальний бар'єр спричиняє гальмівну дію для основних носіїв заряду напівпровідників, що межують, і пришвидшуючу – для неосновних носіїв зарядів.

Контактна різниця потенціалів (**висота потенціального бар'єра**) залежить від концентрації домішок в n - і p -областях напівпровідника:

$$\varphi_k = \varphi_T \ln \frac{N_D \cdot N_A}{n_i^2}, \quad (1.3)$$

де N_D – концентрація донорної домішки в n -області, N_A – концентрація акцепторної домішки в p -області, n_i – концентрація вільних електронів і дірок у напівпровіднику i -типу (власна концентрація носіїв заряду), $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – тепловий потенціал, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ – стала Больцмана, T – абсолютна температура, q – заряд електрона. При кімнатній температурі ($T = 300^\circ \text{K}$) тепловий потенціал має значення $\varphi_T = 0,026 \text{ (В)}$. Якщо підставити у співвідношення (1.3) числові значення концентрацій для кремнію при кімнатній температурі $N_D = 10^{19} (\text{см}^{-3})$, $N_A = 10^{16} (\text{см}^{-3})$, $n_i = 2 \cdot 10^{10} (\text{см}^{-3})$, отримаємо для контактної різниці потенціалів значення $\varphi_k = 0,83 \text{ (В)}$. Потенціальний бар'єр для напівпровідникових германієвих переходів має значення $\varphi_k = (0,3 - 0,4) \text{ (В)}$, для кремнієвих – $\varphi_k = (0,7 - 0,8) \text{ (В)}$.

Водночас з дифузійним переміщенням основних носіїв заряду через перехід відбувається і дрейфовий рух носіїв заряду у зустрічному напрямку. Електричне поле з напруженістю \vec{E}_{p-n} сприяє переміщенню (дрейфу) через p – n -перехід неосновних носіїв заряду, тобто дірок із напівпровідника n -типу та електронів із напівпровідника p -типу. Опинившись випадково в області p – n -переходу, неосновні носії вільно

долають перехід й утворюють дрейфові струми, спрямовані назустріч один одному. **Дрейфовий струм**, як і дифузійний струм, має дві складові: діркову й електронну:

$$I_{\text{др}} = I_{\text{др } p} + I_{\text{др } n} = I_0. \quad (1.4)$$

Сумарний дрейфовий струм через перехід, утворений неосновними носіями зарядів, називають **тепловим** I_0 , адже кількість неосновних носіїв визначається температурою і збільшується при нагріванні напівпровідника. Друга назва теплового струму – струм **насичення**. Тепловий струм, незначний через незначну кількість неосновних носіїв зарядів, не залежить від величини напруги на p – n -переході, а отже, є струмом насичення неосновних носіїв зарядів. Напрямок струму дрейфу протилежний до напрямку струму дифузії.

За постійної температури p – n -перехід знаходиться у стані динамічної рівноваги. Кожну мить через границю внаслідок дифузії переміщуються у зустрічних напрямках певні кількості електронів та дірок, а під дією електричного поля переходу такі самі кількості зарядів дрейфують у зворотному напрямі. В усталеному режимі дифузійний і дрейфовий струми, кожний з яких має електронну та діркову складові, дорівнюють один одному і мають протилежні напрями:

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}} - I_{\text{др}} = I_{\text{диф}} - I_0. \quad (1.5)$$

У разі відсутності зовнішнього електричного поля висота потенціального бар'єру встановлюється саме такою, щоб мала місце динамічна рівновага, тобто дифузійний і дрейфовий струм компенсували один одного і сумарний струм через p - n перехід був відсутній:

$$I_{p-n} = 0 \Rightarrow I_{\text{диф}} = I_0. \quad (1.6)$$

Електронно-дірковий перехід **збіднений** на основні рухомі носії заряду, тому питомий опір подвійного шару просторових зарядів набагато більший за питомий опір n - і p -областей напівпровідника. Звідси виходить назва цього шару – **запінний шар**. Товщина запінного шару залежить від концентрації домішок в p - і n -областях і приблизно дорівнює $\Delta l = 10^{-4} - 10^{-5}(\text{см})$.

Таким чином, p - n -перехід – це певної ширини область на границі контакту двох напівпровідників з різними типами провідностей, яка збіднена на рухомі носії заряду і обмежена нерухомими об'ємними зарядами, наявність яких приводить до створення електричного поля. Відповідно, і питома провідність p - n -переходу у десятки разів менша від провідностей p - і n -областей напівпровідника.

Якщо концентрація донорів у n -області дорівнює концентрації акцепторів у p -області ($N_{\text{д}} = N_{\text{а}}$), то перехід називається **симетричним**. У разі, якщо концентрації домішок різняться ($N_{\text{д}} \neq N_{\text{а}}$), то перехід називають **несиметричним**. У тому випадку, коли концентрації домішок різняться на порядок і більше, переходи називають **односторонніми** і позначають $n^+ - p$ або $p^+ - n$. Індекс «+» підкреслює більшу електропровідність однієї з областей кристала.

Висоту потенціального бар'єра можна змінювати зовнішньою напругою, прикладеною до p - n -переходу. Пряма зовнішня напруга створює в p - n -переході поле, яке спрямоване назустріч внутрішньому, тому висота потенціального бар'єра зменшується (див. § 5.1.3.2). Навпаки, зворотна зовнішня напруга $U_{\text{зв}}$ утворює в p - n -переході поле, яке співпадає з внутрішнім, отже, висота потенціального бар'єра збільшується (див. § 5.1.3.3).

5.1.3.2. Пряме увімкнення p – n -переходу

Прямим увімкненням p – n -переходу називають приєднання областей напівпровідника до джерела напруги таким чином, щоб **плюс джерела був приєднаний до p -області напівпровідника, а мінус – до n -області** (рис. 1.8).

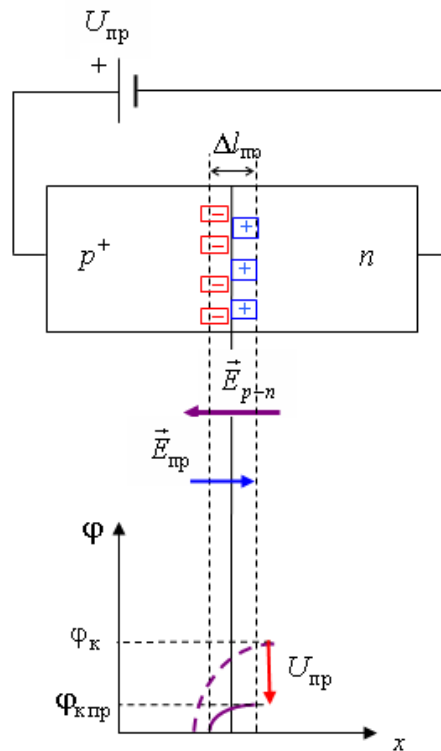


Рис. 1.8. Пряме ввімкнення p – n -переходу

Оскільки напруга зовнішнього джерела прикладається назустріч контактній різниці потенціалів, потенціальний бар'єр знижується й набуває значення $(\phi_k - U_{\text{пр}})$. При цьому зростає кількість носіїв, які мають енергію, достатню для здолаття потенціального бар'єра, отже, **збільшується дифузійна складова повного струму через p – n -перехід**. Пряма зовнішня напруга $U_{\text{пр}}$ сприяє руху основних носіїв областей напівпровідника до зони переходу. Збіднений шар p – n -переходу при цьому звужується, а його провідність збільшується. Опір переходу у прямому

напрямі малий (одиниці омів). Тепловий дрейфовий струм не змінюється, адже не залежить від прикладеної напруги.

При прямому увімкненні через p – n -перехід та у зовнішньому колі протікає струм, який називають **прямим струмом p – n -переходу** $I_{\text{пр}}$. З фізичної точки зору струм у зовнішніх проводах – це рух електронів: від негативного полюса джерела до n -області структури і від p -області до додатного полюса джерела, причому з відходом електронів в p -області утворюються дірки. Із n -області електрони рухаються до p -області, а назустріч їм – дірки. Вважають, що прямий струм через p – n -перехід визначається дифузією основних носіїв заряду:

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}} - I_0 > 0. \quad (1.7)$$

Для прямого ввімкнення характерний режим **інжекції** (вприскування) – **процес переміщення основних носіїв заряду через p – n -перехід за умови зниження потенціального бар'єра до області напівпровідника, де ці носії є неосновними**. При зниженій напрузі не тільки знижується висота потенціального бар'єру, а також звужується запірний шар. Це означає, що зменшується опір p – n -переходу. Висота потенціального бар'єра вимірюється в частках вольт, тому для проходження прямого струму до p – n -переходу достатньо докласти напругу, незначну за значенням. При повній компенсації потенціального бар'єру зовнішньою напругою, силу струму через перехід визначають опори p - і n -областей. При прямому ввімкненні p – n -перехід називають **відкритим**.

5.1.3.3. Зворотне увімкнення p – n -переходу

Зворотним увімкненням p – n -переходу називають приєднання областей напівпровідника до джерела напруги таким чином, щоб **плюс**

джерела був приєднаний до n -області напівпровідника, а мінус – до p -області (рис. 1.9). Під дією такої зворотної напруги через перехід протікає дуже малий струм.

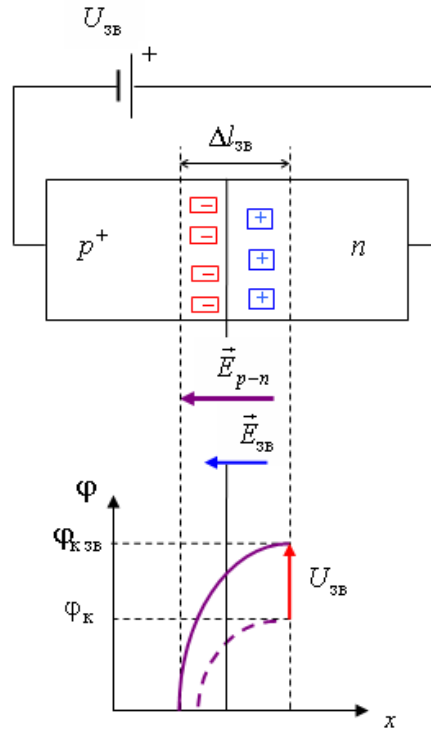


Рис. 1.9. Зворотне ввімкнення p – n -переходу

Напрямок зовнішнього поля \vec{E}_{zb} збігається з напрямом поля p – n -переходу \vec{E}_{p-n} і потенціальний бар'єр збільшується: $(\Phi_K + U_{zb})$. Збіднений шар розширюється. Кількість основних носіїв, здатних здолати потенціальний бар'єр, зменшується. Відповідно зростає й опір p – n -переходу. В той же час дрейфова складова струму через перехід залишається незмінною, оскільки визначається концентрацією неосновних носіїв заряду, які потрапляють у зону переходу із p - і n -областей. Концентрація неосновних носіїв заряду не залежить від зовнішньої напруги, а визначається, головним чином, процесом термогенерації.

При зворотньому увімкненні через p – n -перехід у зовнішньому колі протікає струм, який називають **зворотним струмом p – n -переходу** I_{zb} .

Зворотний струм через p – n -перехід визначається дрейфом неосновних носіїв заряду, не залежить від висоти потенціального бар'єра і залишається незмінним при збільшенні зворотної напруги. Величина зовнішньої напруги визначає лише швидкість руху цих носіїв:

$$I_{\text{зв}} = -I_{\text{др}} = -I_0. \quad (1.8)$$

Зворотний струм значно менший за прямий струм через p – n -перехід, тому що кількість неосновних носіїв у напівпровіднику обмежена. Зі збільшенням температури концентрація неосновних носіїв збільшується і, відповідно, збільшується зворотний струм (звідси і назва «тепловий струм»). При зворотному ввімкненні p – n -перехід називається **закритим**.

5.1.3.4. Вольт-амперна характеристика p – n -переходу

Основну властивість p – n -переходу можна сформулювати так: якщо до переходу прикладена пряма напруга, то p – n -перехід відкритий і пропускає струм, а якщо зворотна напруга, то p – n -перехід закритий і струм майже не пропускає. **Залежність повного струму через p – n перехід від зовнішньої напруги називається вольт-амперною характеристикою (ВАХ) електронно-діркового переходу.**

Аналітичний вираз для визначення величини струму через ідеальний p – n -перехід називають рівнянням Еберса-Молла:

$$i = I_0 \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (1.9)$$

де I_0 – тепловий струм p – n -переходу, U – зовнішня напруга, що прикладена до p – n -переходу, $e = 2,718...$ – основа натуральних логарифмів, φ_T – тепловий потенціал.

Графічне зображення вольт-амперної характеристики, тобто залежності (1.9), наведене на рис. 1.10. ВАХ ідеального електронно-діркового переходу має дві чітко визначені ділянки – I і II. При прямих напругах опір p – n -переходу незначний, а струм великий (ділянка I на ВАХ рис. 1.10). Характеристика для прямого струму спочатку має значну нелінійність: зі збільшенням напруги опір запірного шару зменшується. При напрузі у десять частки вольта запірний шар практично зникає і струм обмежується тільки опорами n - і p -областей, які можна вважати незмінними. Внаслідок цього характеристика стає майже лінійною, а незначна нелінійність пояснюється нагріванням n - і p -областей при збільшенні прямого струму, що веде до зменшення їхнього опору.

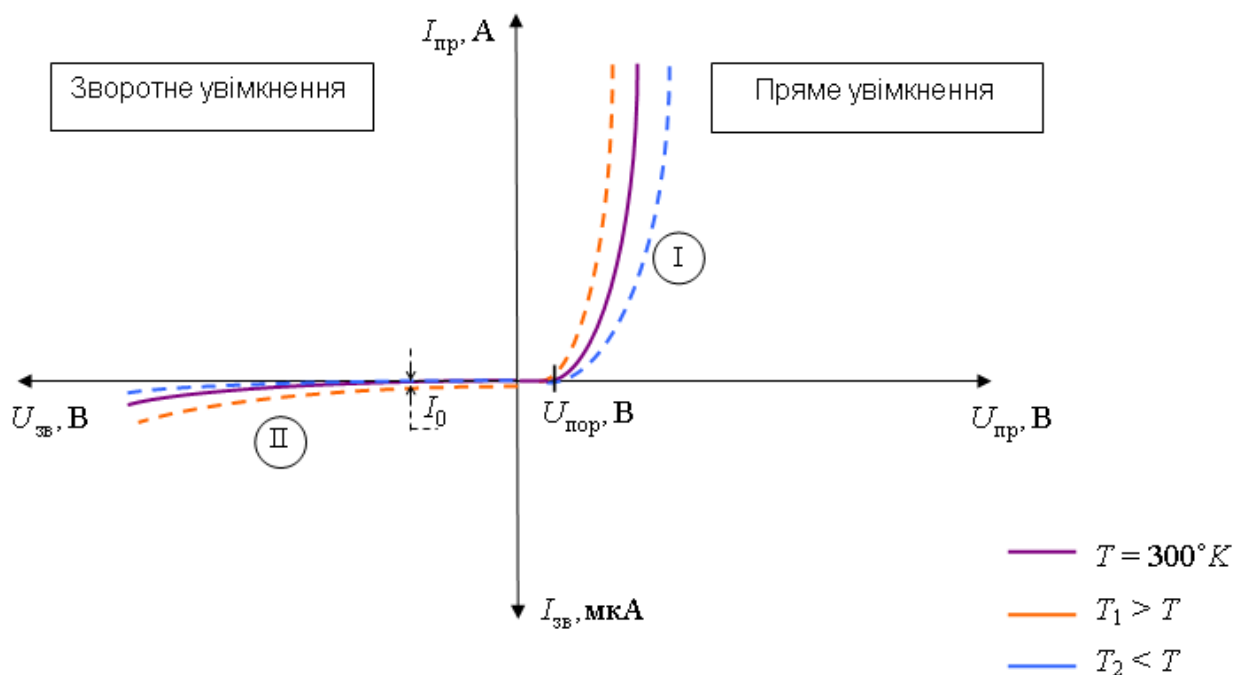


Рис. 1.10. Вольт-амперна характеристика **ідеального** p – n -переходу

При зворотних напругах опір p – n -переходу набагато більший, і зворотний струм I_0 на декілька порядків менший за прямий (ділянка II на ВАХ рис. 1.10). Зворотну вітку ВАХ діода часто рисують в іншому масштабі із заломом у початку координат. Зворотний струм при збільшенні

зворотної напруги потроху збільшується. Це пояснюється зменшенням дифузійної складової струму через збільшення потенціального бар'єру, який спрямований зустрічно до дрейфової складової струму.

Отже, ***p-n*-перехід має односторонню провідність, або, як кажуть, вентильну властивість.**

Для практичних якісних розрахунків приймають:

$$i_{\text{пр}} = I_0 e^{\frac{U}{\Phi_T}}, \quad (1.10)$$

$$i_{\text{зв}} = -I_0. \quad (1.11)$$

Прямий і зворотний струми через *p-n*-перехід залежать від температури (рис. 1.10). Це зрозуміло, бо кількість як основних, так і неосновних носіїв заряду у напівпровідниках збільшується зі збільшенням температури, отже, зростають як прямий, так і зворотний струми. Підвищення температури веде до зміщення ділянки I ВАХ *p-n*-переходу догори, а ділянки II – вниз.

Коли зворотна напруга набуває певного значення $U_{\text{проб}}$, яке має назву **напруги пробою**, зворотний струм різко зростає (ділянка III на ВАХ реального *p-n*-переходу) – відбувається **електричний пробій *p-n*-переходу**. При $|U_{\text{зв}}| \geq |U_{\text{проб}}|$ електрони, що потрапили в зону переходу, набувають швидкість, достатню для йонізації атомів кристала в запірному шарі. Отримані внаслідок первинної йонізації електрони на своєму шляху в переході йонізують нові атоми, що призводить до розвитку лавини рухомих носіїв заряду. Отже, відбувається лавиноподібне зростання кількості додаткових пар зарядів, тому різко зростає зворотний струм за умови практично незмінного значення зворотної напруги. Таке явище **лавинного електричного пробою** спостерігається у широких переходах (ширина *p-n*-переходу більша за шлях, який проходить електрон за час

життя) при напруженості поля, більшої за $5 \cdot 10^4$ В/см. Електричний пробій не руйнує p – n -перехід за умови обмежених значень струму, і зменшення зворотної напруги відновлює робочі процеси в p – n -переході. В режимі електричного пробою працюють деякі напівпровідникові прилади, наприклад, стабілітрони.

5.1.3.5. Ємність p – n -переходу

Напівпровідниковий діод інерційний відносно швидких змін струму чи напруги, тому новий розподіл носіїв встановлюється не відразу. Наявність різних за знаком зарядів по різні боки p – n -переходу дозволяє вважати, що перехід має ємність. Цю ємність прийнято розділяти на дві складові: **бар'єрну** C_b і **дифузійну** $C_{\text{диф}}$ ємності.

Бар'єрна ємність зумовлена наявністю по різні боки переходу об'ємних зарядів нерухомих і протилежних за знаками йонізованих атомів донорної і акцепторної домішок. При зворотному увімкненні p – n -перехід подібний до конденсатора з двома обкладками і значним струмом витоку в діелектрику, роль якого відіграє запірний шар. Незважаючи на малу площу p – n -переходу, бар'єрна ємність за відсутності напруги на переході $C_b(0)$ має значення від одиниць до сотень пікофарад через малу товщину переходу і відносно велику діелектричну проникність напівпровідника (наприклад, у германія $\epsilon = 16$).

Бар'єрна ємність, як ємність звичайних конденсаторів, зменшується при зменшенні площі p – n -переходу і збільшенні товщини запірного шару. Збільшення зворотної напруги спричинює збільшення об'ємних зарядів і розширення області p – n -переходу в основному у бік області напівпровідника з меншою концентрацією домішки. Бар'єрна ємність при цьому зменшується, тому що збільшується товщина переходу (рис. 1.12). Якщо до p – n -переходу прикласти пряму напругу, бар'єрна ємність

збільшується внаслідок зменшення ширини переходу, але її шунтує малий диференціальний опір переходу. При прямій напрузі головну роль відіграє дифузійна ємність, яка на кілька порядків перевищує величину бар'єрної ємності.

Значення бар'єрної ємності обчислюють за формулою (1.12):

$$C_{\bar{b}} = \frac{\Delta q}{\Delta u} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{l_0} \sqrt{\frac{\varphi_k}{\varphi_k + |U_{зв}|}}, \quad (1.12)$$

де Δq – зміна бар'єрного заряду при зміні напруги на Δu ; S – площа p – n -переходу; l_0 – ширина p – n -переходу в стані рівноваги; φ_k – контактна різниця потенціалів; ε_0 – електрична стала; ε – діелектрична проникність напівпровідника.

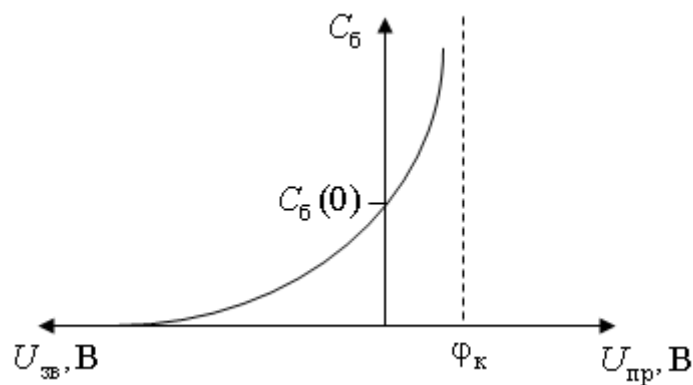


Рис. 1.12. Залежність бар'єрної ємності від значення зворотної напруги на p – n -переході

При прямому увімкненні діод окрім бар'єрної ємності має ще дифузійну ємність, яка також нелінійна і збільшується зі збільшенням прямої напруги. **Дифузійна ємність** характеризує фізичний процес накопичення рухомих носіїв заряду в p - і n -областях внаслідок процесу інжекції основних носіїв через прямо увімкнений перехід. Через знижений потенціальний бар'єр відбувається дифузія великої кількості основних носіїв заряду, які після інжекції стають неосновними для області, в яку

потрапили. Ці носії заряду не встигають рекомбінувати і накопичуються поблизу $p-n$ -переходу. При прямій напрузі збільшується кількість інжекттованих неосновних носіїв зарядів в обох областях напівпровідника, отже, “заряджається” дифузійна ємність. Дифузійна ємність виявляється функцією прямого струму. Так для широкої бази:

$$C_{\text{диф}} \approx \frac{i_{\text{пр}} \cdot \tau}{\Phi_T}, \quad (1.13)$$

де $i_{\text{пр}}$ – значення прямого струму, τ – час життя інжекттованих носіїв.

Наприклад, якщо $\tau = 5(\text{мкс})$, $i_{\text{пр}} = 10(\text{мА})$, то $C_{\text{диф}} = 2(\text{мкФ})$.

Таким чином, зворотно увімкнений $p-n$ -перехід характеризують бар’єрною ємністю, а прямо увімкнений – дифузійною ємністю. В практичних застосуваннях використовують лише бар’єрну ємність, яка нелінійна і має високу добротність. Дифузійна ємність, яка значно більша за бар’єрну, шунтується малим прямим опором діода, і її добротність мала.

5.1.4. Контакти напівпровідник-метал

У напівпровідникових приладах застосовують контакти між напівпровідниками і металами. Контакти метал-напівпровідник утворюють напиленням металу на напівпровідник у вакуумі. В електронній техніці контакти напівпровідник-метал знаходять двояке застосування: як випрямні (випростувальні) і як невипрямні (омічні).

Структура і властивості контактів напівпровідник-метал залежать, в першу чергу, від різниці робіт виходу електронів із напівпровідника й металу, що сполучені. **Роботою виходу електрона** з твердого тіла A називають енергію, необхідну для його вильоту за межі кристала (термоємисії). Чим меншою є робота виходу, тим більше електронів може покинути речовину. Залежно від співвідношення роботи виходу електрона

із метала A_m і роботи виходу електрона із напівпровідника A_{np} при контактуванні цих речовин електрони переходять із металу в напівпровідник чи, навпаки, – з напівпровідника у метал. У разі контактування напівпровідників n -типу або p -типу з металами можуть реалізуватися три стани. Перший стан відповідає умові збагачення приповерхневої області напівпровідника (дірками для p -типу й електронами для n -типу), в цьому випадку реалізується омичний контакт. У другому стані приповерхнева область напівпровідника збіднена основними носіями, в цьому випадку в області контакту з боку напівпровідника формується область просторового заряду йонізованих донорів або акцепторів і реалізується блокуючий контакт, або бар'єр Шотткі. Третій стан – це нейтральний контакт за умови $A_m = A_{np}$.

Випрямні контакти створюються при сполученні металу з напівпровідником n -типу, якщо виконується нерівність $A_m > A_{np}$, чи напівпровідником p -типу, якщо виконується нерівність $A_m < A_{np}$. Процеси у випрямних контактах метал-напівпровідник досліджував німецький учений В. Шотткі (W. Schottky) в 1939, тому відповідні контакти називають **контактами Шотткі**.

Для створення випрямного контакту метал-напівпровідник p -типу потрібно, щоб виконувалась умова $A_m < A_{np}$. Після створення контакту частина електронів переходить з металу в напівпровідник, через те що робота виходу електронів із металу менша за значенням. В приповерхневому шарі напівпровідника відбуваються процеси рекомбінації цих електронів з основними носіями – дірками. Кількість дірок зменшується, і поблизу контакту з'являється об'ємний від'ємний заряд йонів акцепторів. Утворюється електричне поле, яке зупиняє подальший перехід електронів із металу в напівпровідник і забезпечує

рівновагу в області контакту. Через велику електропровідність металу електричне поле в нього не проникає, і різниця потенціалів створюється в приповерхневому шарі напівпровідника. Потенціальний бар'єр, що утворився в приконтантному шарі, називають **бар'єром Шотткі**:

$$\phi_k = \frac{A_m - A_{np}}{q}, \quad (1.14)$$

де q – заряд електрона.

Якщо прикласти зовнішню напругу плюсом до металу, то потенціальний бар'єр збільшиться, збільшиться також і опір приконтантного шару напівпровідника. Після зміни полярності зовнішньої напруги потенціальний бар'єр знизиться, і опір контакту зменшиться порівняно зі станом рівноваги.

Контакти металів з напівпровідниками n -типів утворюють бар'єри Шотткі за умови $A_m > A_{np}$. Електронам легше перейти із напівпровідника у метал, ніж із металу в напівпровідник. У приповерхневих областях напівпровідника будуть накопичуватися об'ємні заряди – позитивні йони. З боку напівпровідника утвориться шар з великим опором, збіднений на основні носії. В області контакту виникне потенціальний бар'єр (рис. 1.13).

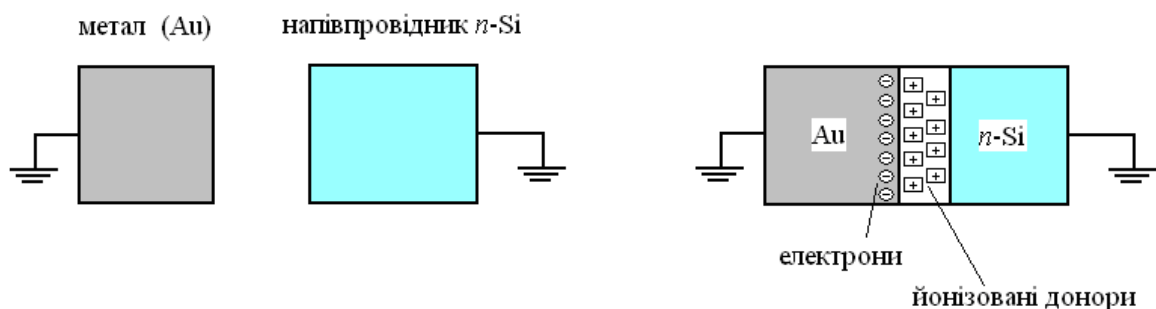


Рис. 1.13. Утворення контакту Шотткі між металом і напівпровідником n -типу

Висотою потенціального бар'єра можна керувати, змінюючи зовнішню напругу. Так, якщо напруга прикладена плюсом до металу, то

потенціальний бар'єр знижується, приконтактний шар збагачується основними носіями – електронами і його опір стає меншим, ніж в режимі рівноваги. Отже, напруга з такою полярністю є прямою для розглядуваного контакту.

Якісні бар'єри Шотткі створюються в кремнії при контактах з молібденом, ніхромом, золотом, платиною, а також алюмінієм – основним матеріалом для металізації в інтегральних схемах.

Невипрямні контакти створюються при сполученні металу з напівпровідником *n*-типу, якщо виконується нерівність $A_M < A_{np}$, чи напівпровідником *p*-типу за умови $A_M > A_{np}$. В таких контактах поблизу межі в напівпровіднику накопичуються основні носії, що веде до створення збагачених шарів. Утворення збагачених шарів біля границі контакту метал-напівпровідник означає, що опір контакту не залежить від величини й полярності прикладеної напруги. Такі невикривні комбінації металу з напівпровідником називають омичними контактами. **Омичні контакти** виконують у місцях приєднання виводів до *p*- і *n*-напівпровідникових структур, підбираючи відповідні метали. В мікроелектроніці найбільш розповсюдженим металом для омичних контактів є алюміній.

Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів

Лекція 2. Напівпровідникові резистори та діоди

5.2.1. Визначення та класифікація напівпровідникових резисторів

Резистори є елементами електронної апаратури, які призначені для перерозподілу і регулювання електричної енергії між елементами схеми. Резистори можуть застосовуватися як **дискретні** компоненти або як

складові частини інтегральних мікросхем. Основним елементом конструкції резистора є резистивний елемент, який виконується об'ємним або плівковим. До основного елемента приєднані два електроди. Резистор називають **напівпровідниковим**, якщо резистивний елемент зроблений із напівпровідника.

Розрізняють напівпровідникові резистори, що мають фіксоване значення основного параметру (лінійні резистори) і такі, опір яких є змінною величиною. Для виготовлення лінійних резисторів використовують слабо леговані матеріали типу кремнію бо арсеніду галію. Питомий електричний опір такого напівпровідника мало залежить від напруженості електричного поля і густини електричного струму. Вольт-амперна характеристика такого резистора являє собою пряму лінію у робочому діапазоні змін струмів та напруг.

У деяких типів змінних резисторів конструктивно передбачена можливість змінювати опір в процесі експлуатації, а інші змінні резистори об'єднують у групу, так званих, **спеціальних** резисторів. У спеціальних резисторів опір змінюється під дією зовнішніх факторів: температури (терморезистори), освітленості (фоторезистори), прикладної до елемента напруги (варистори), механічних напруженостей (тензорезистори).

Терморезистори виготовляють із напівпровідників типу $A^{III}B^V$ (зазвичай карбіду кремнію та фосфіду галію); суміші полікристалічних оксидів перехідних металів, що леговані Ge і Si; склоподібних напівпровідників та інших матеріалів. Опір залежить від розміру і форми терморезистора і може змінюватися у 10 000 або 20 000 разів при змінах температури у межах широких діапазонів, наприклад, від -80°C до $+150^{\circ}\text{C}$. До основних параметрів терморезисторів відносять номінальний опір та температурний коефіцієнт опору.

Температурний коефіцієнт опору – це величина, що дорівнює відносній зміні електричного опору при зміні температури на один градус. Розрізняють терморезистори з негативним (термістори) та позитивним (позистори) температурним коефіцієнтом опору. **Термістори** мають негативний температурний коефіцієнт опору (**NTC – Negative Temperature Coefficient**), значення якого при кімнатній температурі для різних термісторів знаходяться у межах $\alpha = 0,8 \cdot 10^{-2} - 6 \cdot 10^{-2} (1 / K)$ (0,8% – 6 % на градус).

$$\alpha = \frac{\Delta R}{\Delta T} \cdot \frac{1}{R} \cdot 100\%. \quad (2.1)$$

Номінальний опір – визначається як опір резистора при температурі навколишнього середовища 20°С. Опір залежить від розміру і форми (конструктивних параметрів) і матеріалу резистора. Опір типових термісторів може змінюватися у 10 000 або 20 000 разів при змінах температури у межах широких діапазонів, наприклад, від –80°С до +150°С. Залежність електричного опору більшості терморезисторів від температури (температурна характеристика) задовільно описується аналітичною функцією (2.2):

$$R(T) = R(T_0) \cdot e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}, \quad (2.2)$$

де $R(T_0)$ – значення опору при температурі $T_0 = 293K$; B – коефіцієнт температурної чутливості, який залежить від концентрації домішок у напівпровіднику і приймає значення у діапазоні 1200 – 16000; T – абсолютна температура.

Температурний коефіцієнт опору і коефіцієнт температурної чутливості B зв'язані між собою співвідношенням (2.3):

$$\alpha = -BT. \quad (2.3)$$

На рис. 2.1 наведені умовне зображення терморезистора та температурна характеристика термістора.

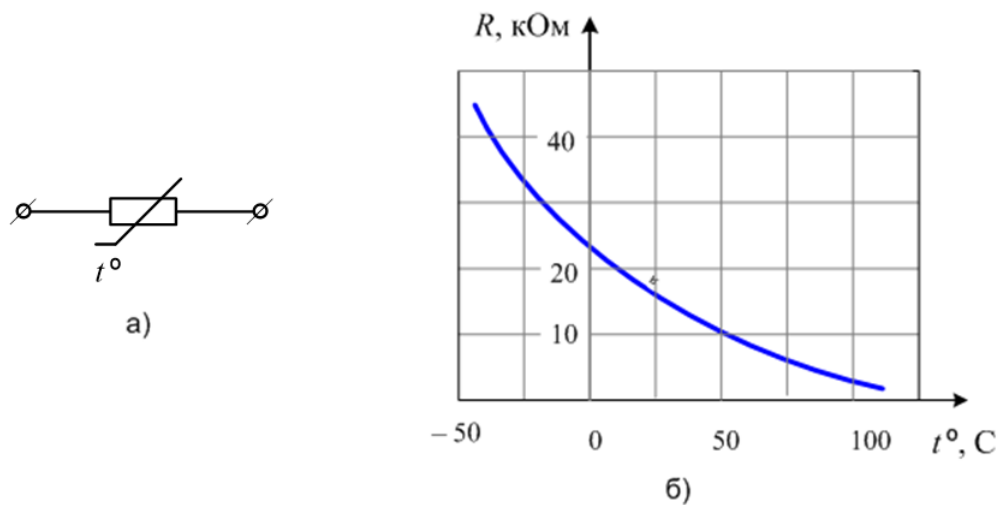


Рис. 2.1. Умовне зображення та типові температурні характеристики термістора

Фоторезистор змінює електропровідність під дією опромінення. Принцип дії фоторезистора заснований на **внутрішньому фотоефекті** в напівпровіднику, суть якого полягає в збільшенні кількості електронів і дірок під час опромінювання напівпровідникового матеріалу. Фоторезистори призначені для застосування в якості приймачів і датчиків оптичного випромінювання в складі оптоелектронної апаратури, систем фотоелектричної автоматики і телемеханіки, в лічильно-вимірювальних приладах, що працюють в діапазоні хвиль від 0,38 до 0,74 (мкм) (фоторезистори видимої області спектру) і від 1,5 до 3,2 (мкм) (фоторезистори інфрачервоної області спектру).

За відсутності падаючого на фоторезистор випромінювання в діапазоні його спектральної чутливості опір приладу найбільший і має назву **темновий опір**. Опір приладу зменшується після початку дії випромінювання. Освітленість заданого значення створює **світловий опір** фоторезистора. До основних характеристик фоторезисторів належать світлова та спектральна. Світлова характеристика (рис. 2.2,а)) надає

уявлення про залежність фотоструму I_{Φ} (струму, що протікає через фоторезистор при вказаній напрузі тільки під впливом потоку випромінювання з заданим спектральним розподілом) від освітленості. **Спектральна характеристика** (рис. 2.2,б)) фоторезистора – це залежність фотоструму від довжини λ хвилі опромінення, яке падає на фоторезистор. Залежно від спектральної чутливості фоторезистори поділяють на дві групи: для оптичного діапазону і для інфрачервоної області спектра.

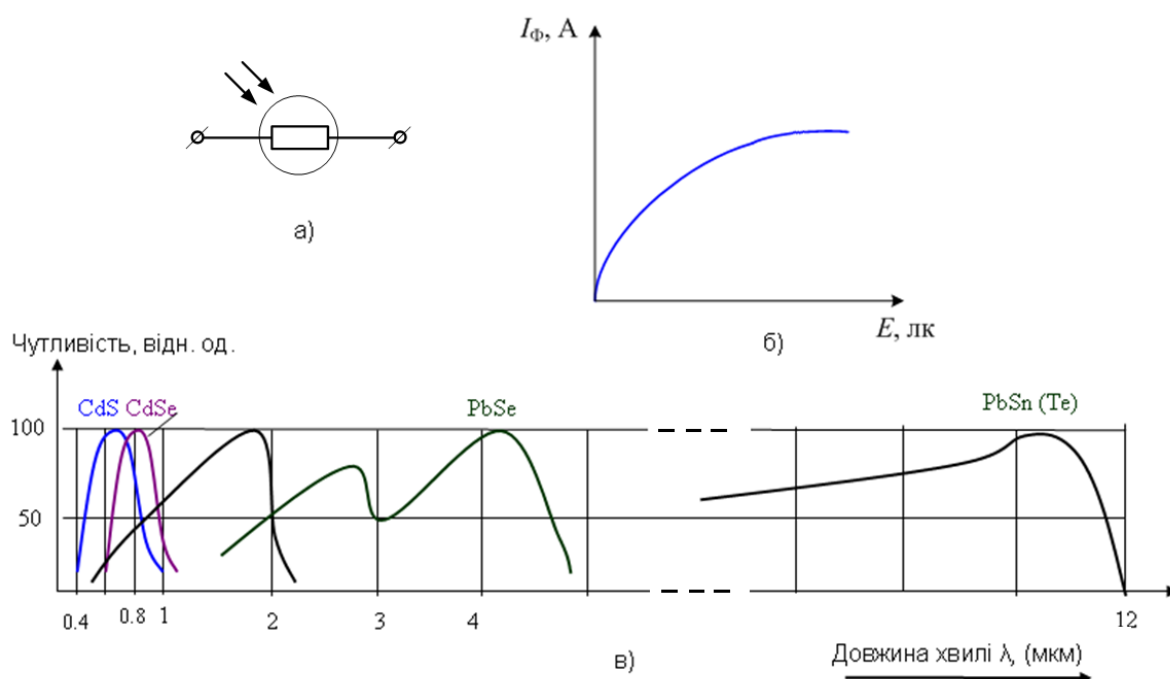


Рис. 2.2. Умовне зображення (а) та характеристики фоторезисторів: світлова (б) і спектральна (в)

Варистор (від англ. vari(able) (resi)stor – змінний резистор) – це нелінійний напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги.

Для виготовлення варисторів застосовують карбід кремнію (SiC) або оксид цинку з добавками оксидів вісмуту, кобальту, марганцю, сурми та хрому. Технологія виготовлення складна: спочатку окреме розмелювання компонентів, потім змішування зі зв'язкою, пресування, спікання з

випалюванням зв'язки, розмелювання, вторинне спікання, впалювання електродів. Варистори на основі оксиду цинку менш стабільні при роботі та зберіганні, ніж варистори з карбїду кремнію. Мікроструктура варисторів включає кристали оксиду цинку (напівпровідник n-типу) і міжкристалічні прошарки (напівпровідники р-типу). Таким чином, варистори на основі оксиду цинку ZnO є системою послідовно-паралельно увімкнених р-n переходів, які і визначають нелінійну залежність величини струму, що протікає через варистор, від прикладеної до нього напруги.

Типовий вид вольт-амперних характеристик варисторів показано на рис. 2.3. Характеристики симетричні відносно початку координат.

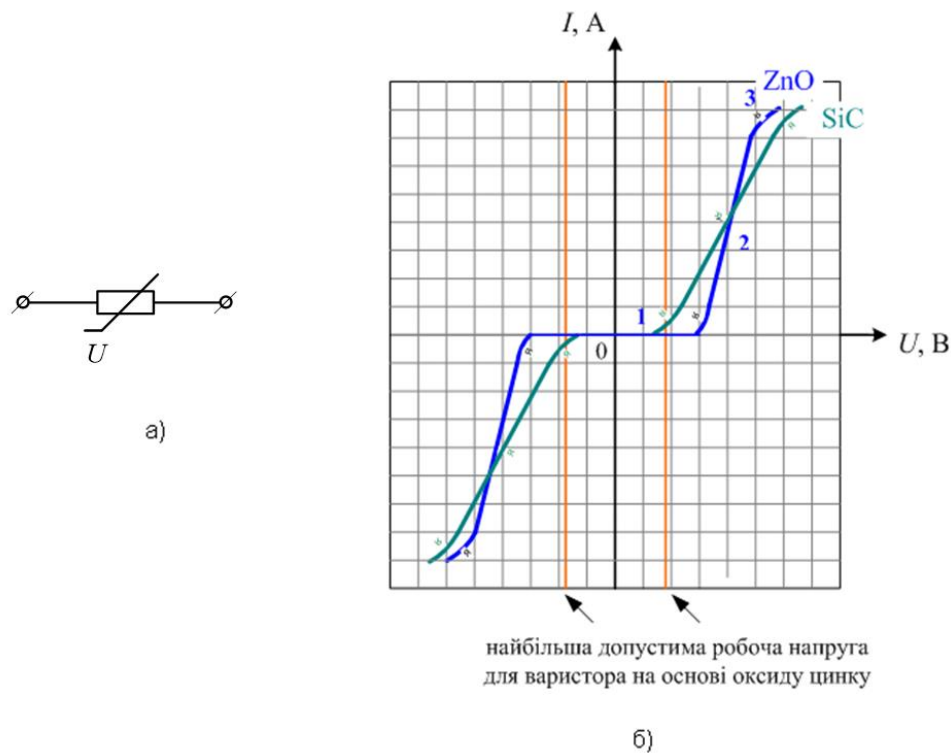


Рис. 2.3. Умовне зображення (а) та вольт-амперні характеристики варисторів (б): сині – на основі ZnO, зелені – на основі SiC

На вольт-амперній характеристиці варистора можна виділити три характерні ділянки: **1** – область малих струмів; **2** – середніх струмів і **3** – великих струмів. В областях малих і великих струмів **1, 3** опір варистора великий (кілька МОм), в області середніх струмів **2** – малий (кілька Ом).

Варистори призначені для застосування у пристроях електрозахисту електрообладнання від перенапруг. Варистор вмикають паралельно обладнанню, що захищається (рис. 2.4). При робочій напрузі варистор працює в області малих струмів (1 на рис. 2.3), має великий опір порівняно з опором приладу, що захищається, тому не змінює електричні параметри устаткування. Через варистор протікає лише незначний струм (десяті частки міліампера). При перевищенні допустимої напруги варистор переходить у режим середніх струмів (2 на рис. 2.3). При цьому опір варистора різко зменшується (до часток ома) і через варистор протікає короткочасний імпульс струму, який може досягати десятків тисяч ампер. Варистор фактично шунтує прилад, таким чином здійснюючи його захист, і поглинає енергію імпульсу перенапруги, яка потім виділяється у вигляді тепла та розсіюється у навколишній простір. В області великих струмів опір варистора знову різко збільшується. Ця область для варистора є аварійною (3 на рис. 2.3).

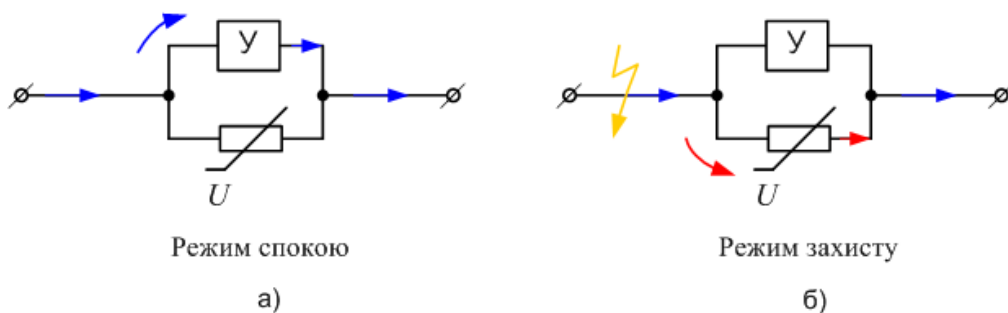


Рис. 2.4. Застосування варистора для захисту від перенапруг

Варистори можуть працювати при послідовному увімкненні. При цьому через елементи протікає однаковий струм, а загальна напруга ділиться пропорційно опорам. У тому ж співвідношенні розподіляється енергія, що поглинається. Найпростіші мережеві фільтри містять як мінімум один варистор і плавкий запобіжник.

5.2.2. Визначення та класифікація напівпровідникових діодів

Діод (від грец. δι («di») – два, «odos» – шлях) – це двоелектродний електронний прилад, що має різну провідність залежно від напрямку струму. Електрод відкритого діода (коли опір діода малий), що приєднаний до додатного полюса джерела енергії, називають **анодом**; інший електрод – **катодом**.

Напівпровідниковим діодом називають електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним випрямним переходом (p – n -переходом або переходом напівпровідник-метал) і двома зовнішніми виводами (від областей напівпровідника з провідностями різних видів або областей метала і напівпровідника). Виводи створюють омичні контакти з напівпровідниковими шарами структури (металом в контакті Шотткі). Діоди виготовляють і як дискретні елементи, і в складі інтегральних схем.

Найпоширенішими є напівпровідникові діоди з p – n -переходом. Більшість діодів виконують на основі несиметричних гомогенних p – n переходів. Шар діода з електронною провідністю (n -типу) називається **катодом**. Зазвичай, товщина катода значно більша від розмірів області з дірковою провідністю (p -типу), яку називають **анодом**. Для створення якісного омичного контакту електрода із слабколегованою n -базою в місці контакту катод додатково легують донорною домішкою. У дискретному виконанні монокристал з p – n -переходом закріплюють у герметичний металевий або керамічний корпус з двома зовнішніми виводами від катода й анода. Це забезпечує захист p – n -переходу від впливу довкілля.

Умовне зображення напівпровідникового діода на електричних схемах показано на рис. 2.5. Прямий струм проходить тоді, коли анод має додатний потенціал відносно катода. Отже, трикутник можна розглядати як вістря стрілки, що показує напрям прямого струму. Саме в цьому

напрямі при прямому струмі рухаються дірки, а електрони рухаються у протилежний бік. Позначають діод літерами VD .

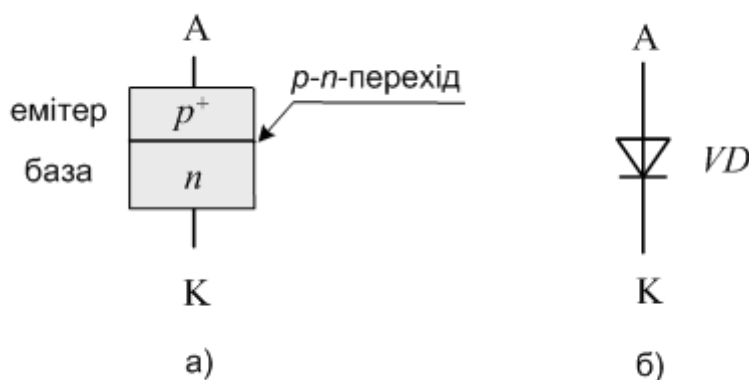


Рис. 2.5. Напівпровідниковий діод: спрощена структура (а) і умовне схематичне позначення (б)

Основні властивості, технічні характеристики та параметри будь-якого напівпровідникового діода визначаються властивостями p – n -переходу та конструктивними особливостями виготовлення діода. Корпус діода, в якому міститься кристал напівпровідника з p – n -переходом, а також інші конструктивні елементи для закріплення кристала в корпусі забезпечують такі технічні характеристики діода, як стійкість при нагріванні, до дій вологи, ударних та вібраційних навантажень тощо.

Класифікують діоди за такими ознаками:

- за основним напівпровідниковим матеріалом структури;
- за конструкцією p – n -переходу;
- за технологією виготовлення;
- за принципом дії і функціональним призначенням.

За основним напівпровідниковим матеріалом, що використаний для виготовлення діода, розрізняють кремнієві, германієві, діоди з арсеніду галію та інші. На сьогодні найбільш широко при виробництві напівпровідникових приладів та інтегральних схем використовують

кремнієві діоди, тому що вони мають зворотні струми при робочих температурах, які в тисячу разів менші, ніж в германієвих діодах, і найбільші зворотні напруги електричного пробою (до сотень вольт). В той же час кремнієві діоди працюють при високих температурах – до $+125^{\circ}\text{C} \dots +150^{\circ}\text{C}$. Для германієвих діодів гранична температура становить $+70^{\circ}\text{C}$, для арсенідогалієвих – $+250^{\circ}\text{C} \dots +350^{\circ}\text{C}$. Границя від'ємних температур для вищеназваних типів діодів становить -70°C . Арсенідогалієві діоди найбільш високотемпературні внаслідок найбільшої ширини забороненої зони та відрізняються великими значеннями прямих напруг (до трьох вольт і більше), низькими значеннями напруг електричного пробою.





В якості напівпровідникових матеріалів також застосовують фосфід галію GaP, карбід кремнію SiC, селен і селенід кадмію в селенових діодах та інші. Для контактних матеріалів електродів використовують золото Au, алюміній Al, мідь Cu, олово Sn, нікель Ni.



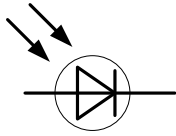
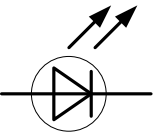
За конструкцією p – n -переходу діоди поділяють на **площинні й точкові**. Площинний перехід має геометричні розміри площини переходу набагато більші за його товщину, а розміри точкового переходу сумірні з шириною запірного шару. Площинні й токові діоди різняться не тільки конструкціями, але й параметрами і характеристиками. Якнайширше застосовують площинні діоди. Точкові діоди, які мають малу ємність p – n -переходу, використовують у пристроях, які працюють у високочастотному діапазоні сигналів і при малих значеннях робочих струмів.

Залежно від **технології виготовлення** розрізняють **сплавні, дифузійні** діоди й діоди, які **створені з використанням епітаксії**. Більшість напівпровідникових діодів виготовляють за планарно-епітаксальною технологією, яка дає змогу водночас отримувати декілька тисяч діодів.

Назва «напівпровідниковий діод» об'єднує різні прилади з **різними принципами дії та функціональним призначенням**. Використання знайшли усі фізичні явища, що мають місце при прямих та зворотних увімкненнях p – n -переходу. Залежно від функціонального призначення усі діоди поділяють на **випрямні** (випростувальні) і **спеціальні**. Принцип дії випрямних діодів заснований на основній властивості p – n -переходу – пропускати струм в одному напрямі, а спеціальні типи напівпровідникових діодів використовують інші явища: електричного та лавинного пробою p – n -переходів, залежності бар'єрної ємності p – n -переходу від значення прикладеної зворотної напруги, зміну електропровідності p – n -переходу під дією опромінення та інші. Перелік найбільш поширених діодів наведений у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1.

Тип напівпровідникового діода	Умовне позначення
Випрямний діод, універсальний діод, імпульсний діод, надвисокочастотний діод – діоди різних видів, що різняться робочими напругами, часом перемикавання, смугою робочих частот, але в основі їхнього використання полягає основна властивість переходу пропускати струм в одному напрямку.	
Діод Шотткі – різновид випрямних діодів, який працює на основі випрямного контакту метал-напівпровідник.	
Стабілітрон (діод Зенера) – діод, призначений для роботи в режимі електричного пробою з метою стабілізації напруги Стабістор – діод, що працює при прямому увімкненні і призначений для стабілізації напруги.	
Варикап – діод, призначений для роботи в якості змінної ємності, значення якої залежить від прикладеної до діода зворотної напруги.	

<p>Тунельний діод – діод, принцип дії якого ґрунтується на квантомеханічному тунельному ефекті. Має на прямій вітці ВАХ спадаючу ділянку «від’ємного опору». Застосовують як підсилювач, генератор та перемикаючий елемент в НВЧ-техніці.</p>	
<p>Обернений діод – діод, що є різновидом тунельного діода. Не має падаючої ділянки на прямій вітці ВАХ. Зворотну вітку ВАХ оберненого діода використовують як пряму вітку у звичайних діодах.</p>	
<p>Фотодіод – діод, який застосовують в режимі фотогенератора для перетворення енергії випромінювання на електричну і в режимі фотоперетворювача для реєстрації випромінювання.</p>	
<p>Випромінювальний діод (світлодіод, ІЧ діод) – діод, що слугує для перетворення електричної енергії на енергію випромінювання у видимій та інфрачервоній (ІЧ діод) частинах спектра.</p>	

5.2.3. Випрямні діоди

Випрямні діоди призначені для перетворення змінного струму низької частоти (50–100 000 (Гц)) на пульсуючий струм певного напрямку. Для роботи на промисловій частоті випрямні діоди виготовляють площинним із кремнію, германію, арсеніду галію або селену.

Випрямні діоди – це найбільш багаточисельний тип діодів, принцип дії яких ґрунтується на вентильній властивості p – n -переходу. Якщо до p – n -переходу прикласти пряму напругу, тобто подати на p -область додатний потенціал, то потенціальний бар’єр переходу знижується і починається інтенсивна інжекція основних носіїв емітера в базу – через діод протікає великий струм. Якщо прикласти напругу зворотної полярності, то потенціальний бар’єр збільшиться і через перехід буде протікати зовсім незначний струм неосновних носіїв заряду. Випрямні діоди застосовують у схемах однофазних і трифазних випрямлячів для перетворення змінного

струму промислової частоти на пульсуючий, у різних схемах керування та комутації силових кіл, в обмежувачах паразитних викидів напруг у колах з індуктивними елементами та інших схемах.

Для якісного аналізу процесу випрямлення часто зручно вважати випрямний діод ідеальним ключем, нехтуючи спадом напруги на відкритому діоді (0,5...2 (В)) та зворотним струмом. ВАХ ідеального ключа зображена на рис. 2.6.

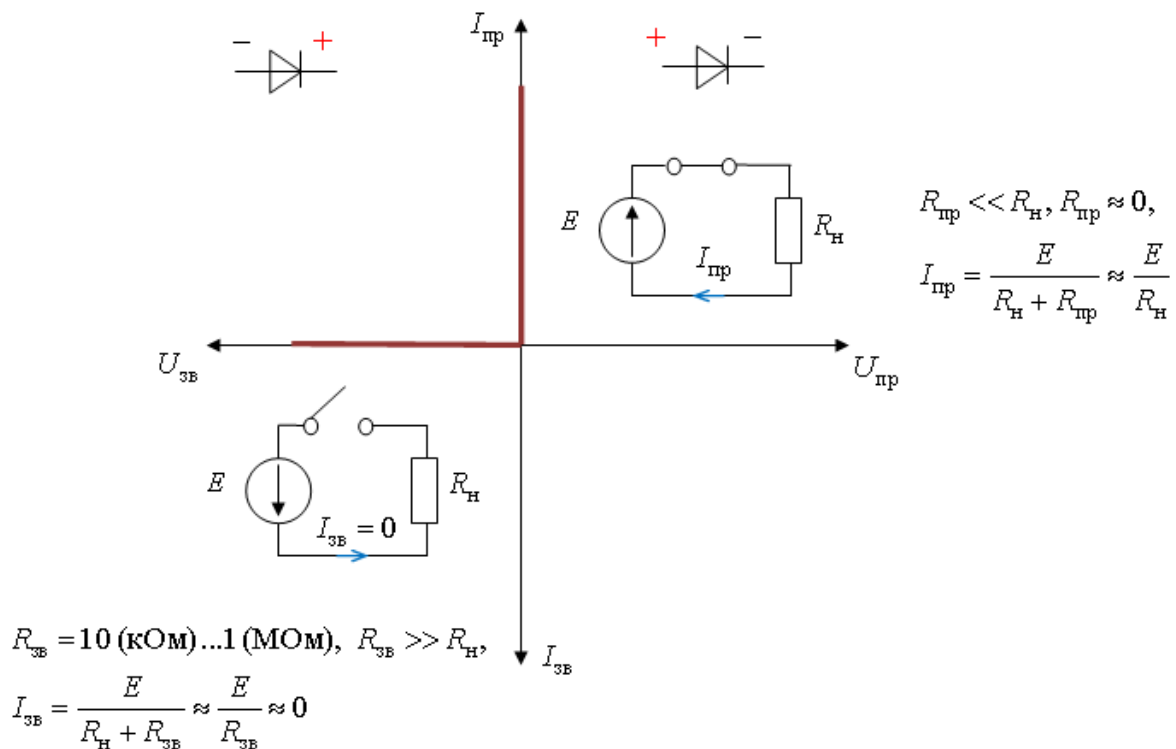


Рис. 2.6. До пояснення роботи діода як ідеального ключа

Ідеальний діодний ключ, що керується прикладеною напругою:

- пропускає струм і передає зовнішню напругу на навантаження при прямому увімкненні *p-n*-переходу (**ключ замкнений**);
- не пропускає струм і витримує всю зовнішню напругу при зворотному увімкненні (**ключ розімкнений**).

Для кількісного детального аналізу процесів випрямлення потрібно враховувати напругу, яка спадає на прямо увімкнених діодах. Для

кремнієвих діодів пряма напруга більше, ніж у германієвих, і доходить до 1..1,5 (В), у арсенід-галієвих – до 3 (В).

Експлуатаційні і граничні параметри випрямних діодів наводяться в довідниках, як правило, для двох температур – нормальної й максимальної. Зазначимо деякі з них.

Електричні експлуатаційні параметри: $U_{пр}$ – постійна пряма напруга при заданому значенні прямого струму $I_{пр}$; $I_{зв}$ – постійний зворотний струм при заданому значенні зворотної напруги $U_{зв}$; $I_{зв\text{сер}}$ – середнє значення зворотного струму при заданому значенні зворотної напруги; $I_{пр\text{сер}}$ – середнє за період значення випрямленого струму, який може тривалий час протікати через діод за умови допустимого його нагрівання; $t_{від}$ – час відновлення зворотного опору; $R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{m_U}{m_I} \text{ctg} \varphi_d$ – диференціальний (динамічний) опір діода при прямому увімкненні. Визначається як відношення приросту напруги на діоді до приросту струму, який викликав зміну напруги (нахилом дотичної до ВАХ у робочій точці); C_d – загальна ємність діода між выводами при заданих напрузі та частоті; $TKH = \left. \frac{\Delta U}{U_{роб} \cdot \Delta T} \right|_{I = const}$ – температурний коефіцієнт напруги (ТКН) характеризує відносну зміну напруги при зміні температури на 1°С при незмінному значенні струму.

Граничні експлуатаційні параметри:

- $U_{зв\text{max}}$ – максимально допустиме значення зворотної напруги, яке діод може витримати, зберігаючи працездатність протягом тривалого часу;
- $I_{пр\text{max}}$ – максимальне допустиме значення прямого струму;
- f_{max} – максимальне значення робочої частоти;

- P_{\max} – максимальна (іноді середня) потужність, яка розсіюється на діоді і забезпечує тривалу і надійну роботу приладу;

Прямий струм, значення якого перебільшує граничне, викликає інтенсивне нагрівання напівпровідника й руйнування його структури. За умови короточасних імпульсів процеси оборотні: напівпровідникові діоди допускають 50-100-кратне перевантаження за струмом протягом 0,1 (с). Для зменшення розігрівання потужних діодів прямим струмом застосовують засоби охолодження: закріплення на радіаторах, обдування тощо.

Перебільшення зворотної напруги веде до збільшення зворотного струму, який розігріває напівпровідникову структуру. Як наслідок, може настати тепловий пробій. Більшість діодів надійно працюють при зворотних напругах, які не перевищують 70-80% допустимого граничного значення.

Інерційність випрямних діодів обумовлена часом життя інжектованих в базу зарядів ($10^{-5} - 10^{-4}$ (с)), що обмежує частотний діапазон застосування діодів.

Випрямні діоди поділяють за потужністю, орієнтуючись на граничні значення випрямленого струму, на діоди **малої потужності** ($I_{\text{прсер}} < 1(\text{А})$), **середньої потужності** ($1(\text{А}) < I_{\text{прсер}} < 10(\text{А})$) і **великої потужності** ($I_{\text{прсер}} > 10(\text{А})$). Останні називають **силовими вентилями**.

Часто на практиці застосовуються **групові з'єднання діодів**. Для випрямлення високих напруг часто з'єднують діоди **послідовно**. За відсутності високовольтного діода можна послідовно з'єднати декілька низьковольтних, бажано ідентичних. На рис. 2.7,а) зображено послідовне з'єднання трьох діодів.

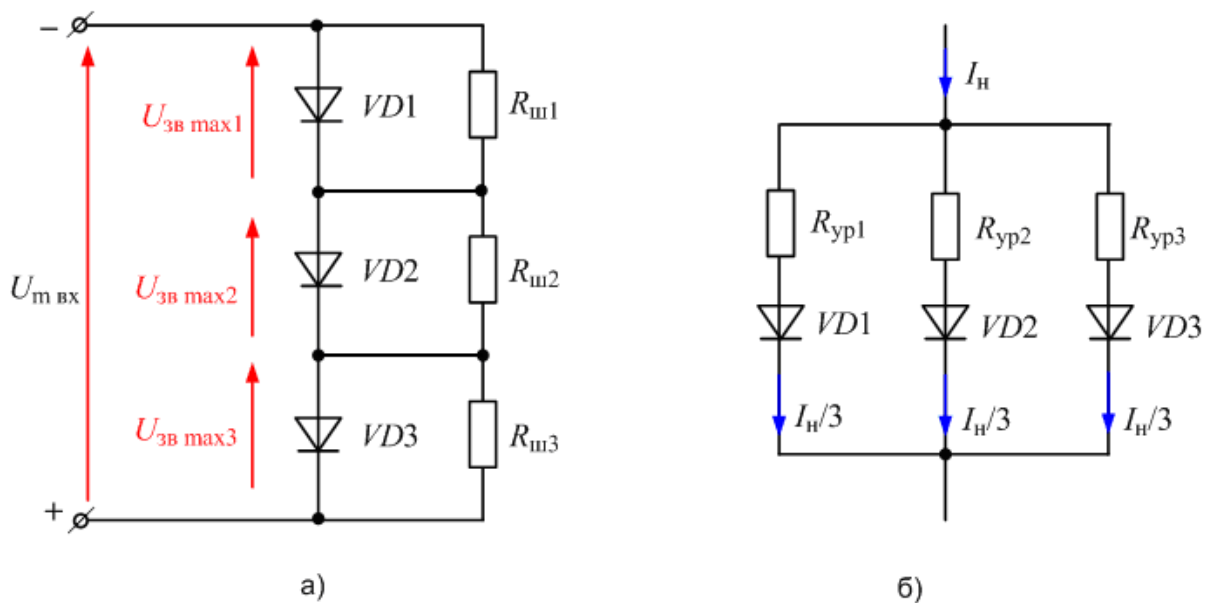


Рис. 2.7. З'єднання діодів: послідовне (а), паралельне (б)

Допустима напруга кожного з яких $U_{зв\max N}$, а їх послідовне сполучення можна використовувати при напрузі $U_{твх} \cong 3 \cdot U_{зв\max N}$, яка втричі більша за значенням. Перевищення зворотної напруги хоча б на одному діоді може призвести до його пробію з наступним пробієм усіх інших, а підібрати ідентичні діоди важко через розкид параметрів у різних екземплярів одного і того самого типу. Щоб уникнути нерівномірності розподілу зворотної напруги між послідовно з'єднаними діодами, їх шунтують резисторами $R_{ш}$, значення опорів яких мають бути однаковими і значно меншими від найменшого із зворотних опорів послідовно увімкнених діодів.

Паралельне увімкнення діодів (рис. 2.7,б)) застосовують, якщо потрібно отримати на навантаженні струм, більший від допустимого значення прямого струму окремих діодів $I_{пр\max}$. Внаслідок неідентичності ВАХ окремих діодів (навіть одного типу), струми у вітках будуть розподілятися нерівномірно, що може призвести до перегрівання окремих діодів і виходу з ладу схеми в цілому. Для забезпечення рівномірного

розподілу струмів між паралельно з'єднаними діодами у кожному вітку вмикають послідовно з діодом додатковий урівнюючий резистор $R_{ур}$. Значення опору $R_{ур}$ кожного резистора розраховують у такій послідовності:

1. за наданим значенням струму у навантаженні I_H і допустимим значенням прямих струмів $I_{пр\max}$ діодів, що є в наявності, обирають кількість діодів N і очікуване значення струму в кожній із паралельних віток $\frac{I_H}{N} < I_{пр\max}$;
2. за вольт-амперними характеристиками діодів, що плануються до паралельного увімкнення, визначають напругу на кожному із прямо увімкнених діодів $U_{дN}$, яка забезпечить струм $\frac{I_H}{N}$;
3. якщо U – це значення напруги на паралельних вітках, то опір резистора в кожній із паралельних віток обчислюють за законом Ома:

$$R_{ур} = \frac{U - U_{дN}}{I_H / N}.$$

У практичних застосуваннях вмикають паралельно не більше 2-3 діодів.

Промисловістю випускається широкий асортимент випрямних стовпів та блоків, які побудовані як набори напівпровідникових діодів. З метою підвищення допустимої зворотної напруги $U_{зв\max}$ до кількох кВ застосовують випрямні стовпи, в яких однотипні діоди з'єднані послідовно і змонтовані у спільному пластмасовому корпусі. Випрямні блоки містять і послідовно, і паралельно сполучені діоди, які можуть бути використані у випрямлячах апаратури широко призначення.

Розділ 6. Базові електронні пристрої аналогової схемотехніки

Тема 6.1. Вторинні джерела електроенергії

Лекція 3. Однофазні і некеровані випрямлячі

6.1.1. Вторинні джерела електроенергії: класифікація та основні параметри

Джерело електроживлення є найважливішою складовою частиною будь-якого електронного пристрою, від надійності якого залежить працездатність всього пристрою. Усі джерела електроживлення електронних пристроїв і систем можна поділити на первинні та вторинні. До первинних відносять, в першу чергу, промислову мережу змінного струму, а також автономні джерела, які перетворюють неелектричну енергію на електричну: електромеханічні генератори, електрохімічні джерела (акумулятори, хімічні батареї), автономні системи енергозабезпечення на базі сонячних батарей та вітроелектричних установок та інші.

На жаль, безпосереднє застосування енергії первинних джерел у більшості випадків неможливе. Це пояснюється неспівпаданням частот і рівнів напруг первинних джерел живлення й споживачів, а також недостатньою стабільністю вихідної напруги джерел. Так, промислова мережа й акумулятори допускають статичні відхилення напруги в діапазоні до 20%, однак для живлення електроапаратури необхідна високостабільна напруга. Наприклад, зважаючи, що сучасні пристрої виконують з використанням інтегральних схем, для їх живлення майже завжди потрібна постійна напруга низького рівня ($\pm 5 \dots \pm 15$)В із стабільністю ($\pm 2 \dots \pm 10$)%. Як правило, для живлення одного пристрою необхідно декілька різних напруг. Усе це обумовлює необхідність

застосування спеціальних пристроїв, які виконують вторинне перетворення електричної енергії.

Вторинні джерела електроенергії (ВДЕ) (інша назва **перетворювачі**) – це електронні пристрої, призначені для **перетворення** енергії первинного джерела живлення на електричну енергію, значення частоти якої, рівень і стабільність узгоджені з вимогами конкретних електронних пристроїв і систем. ВДЕ виготовляють і як самостійні пристрої, і в якості складових частин різних функціональних електронних вузлів.

ВДЕ класифікують за різними ознаками.

- 1) За **характером перетворення**: випрямлячі, інвертори, перетворювачі постійної напруги та перетворювачі змінної напруги.
 - **Випрямлячі** (AC/DC перетворювачі) – це пристрої, призначені для перетворення енергії джерела змінного струму (AC, від англ. *alternating current* – змінний струм) на постійний струм (DC, від англ. *direct current* – прямий струм). Існує велика кількість споживачів, для функціонування яких потрібен постійний струм: електронні пристрої, електроприводи постійного струму, системи збудження синхронних генераторів, електрозварювальні агрегати та інші.
 - **Інвертори** (DC/AC перетворювачі) створюють змінну напругу на виході при живленні від джерела постійної напруги, тобто виконують функцію, обернену щодо випрямлення напруги. Інвертори, в свою чергу, поділяють на автономні та інвертори, ведені мережею.
 - **Перетворювачі постійної напруги** (DC/DC перетворювачі) – це пристрої, які споживають і віддають енергію у вигляді постійної напруги, але в процесі перетворення відбувається проміжний процес

з генеруванням змінної напруги. Перетворювачі для отримання високої напруги постійного струму (до тисяч вольтів) за допомогою низьковольтних джерел живлення (аккумуляторних чи гальванічних батарей з напругою до 50 В) прийнято називати **конвертерами** (від англ. *converter* – перетворювач).

- **Перетворювачі змінної напруги (АС/АС перетворювачі)** змінюють діюче значення або частоту сигналу, або його форму, або одразу кілька характеристик змінного сигналу. Трансформатор – це перетворювач змінної напруги. В **перетворювачах частоти** змінна напруга промислової частоти спочатку випрямлюється, а потім перетворюється на змінну напругу високої частоти.
- 2) За **принципом дії**: лінійні та імпульсні. В лінійних джерелах має місце безпосереднє перетворення вхідної напруги на вихідну, а в імпульсних відбувається проміжне перетворення сигналу на імпульсну напругу високої частоти.
 - 3) За **типом мережі живлення**: ВДЕ, що живляться
 - від однофазної мережі змінного струму,
 - від трифазної мережі змінного струму,
 - від автономного джерела постійного струму,
 - від автономного джерела змінного струму.
 - 4) за **частотою напруги живлення** для джерел, що живляться змінним струмом: низькочастотні (частота промислової мережі 50-60 Гц), середньої частоти ($400(\text{Гц}) < f < 1000(\text{Гц})$), високочастотні ($f > 1(\text{кГц})$),
 - 5) за **кількістю каналів вихідної напруги**: одноканальні та багатоканальні;
 - 6) за **вихідною потужністю**: мікропотужні (до 1 Вт), малопотужні (до 100 Вт), середньої потужності (до 1 кВт), потужні ($> 1 \text{ кВт}$);

- 7) за **значенням вихідної напруги**: низьковольтні (до 100 В), середньовольтні (до 100-1000 В), високовольтні (> 1 кВ);
- 8) за **наявністю параметра, що стабілізується**: зі стабілізацією струму навантаження; вихідної напруги; напруги і струму навантаження;
- 9) за **областю застосування**: автомобільні, зварювальні, лабораторні та інші;
- 10) за **конструктивним виконанням**: у корпусі та безкорпусні;
- 11) за **керуванням параметрами вихідного сигналу**: некеровані та керовані.

Історично першими почали використовувати **лінійні джерела живлення**, які конструктивно досить прості і легко налаштовуються. Перевагами лінійних ВДЕ є простота побудови і обслуговування під час експлуатації, надійність та низький рівень високочастотних шумів. До недоліків слід віднести: порівняно велику вагу і габарити, низький ККД і необхідність резервування потужності практично у всіх елементах пристроїв. На рис. 3.1 наведена схема типового лінійного випрямляча, до складу якого входять мережевий знижувальний трансформатор, випрямляч з фільтром і стабілізатор. До розподільної мережі лінійний випрямляч вмикається через **силовий трансформатор (СТ)**, призначений для перетворення значення напруги мережі промислової частоти до значення, необхідного для випрямлення. Трансформатор також забезпечує гальванічну розв'язку навантаження від мережі та перетворення кількості фаз мережі. Трансформатор не є обов'язковим елементом схеми випрямляча.

Вентильна схема (ВС) – це основна ланка випрямляча, що забезпечує односпрямований струм у навантаженні, тобто напруга на виході ВС – пульсуюча однополярна. Сучасні вентильні схеми виконують на напівпровідникових приладах.

Згладжуючий фільтр (ЗФ) зменшує пульсації випрямленої напруги (струму) до значень, допустимих для роботи навантаження. Розрізняють пасивні фільтри, що виконані на реактивних елементах (конденсаторах, дроселях), та активні фільтри, до складу яких входять транзистори, операційні підсилювачі та інші.

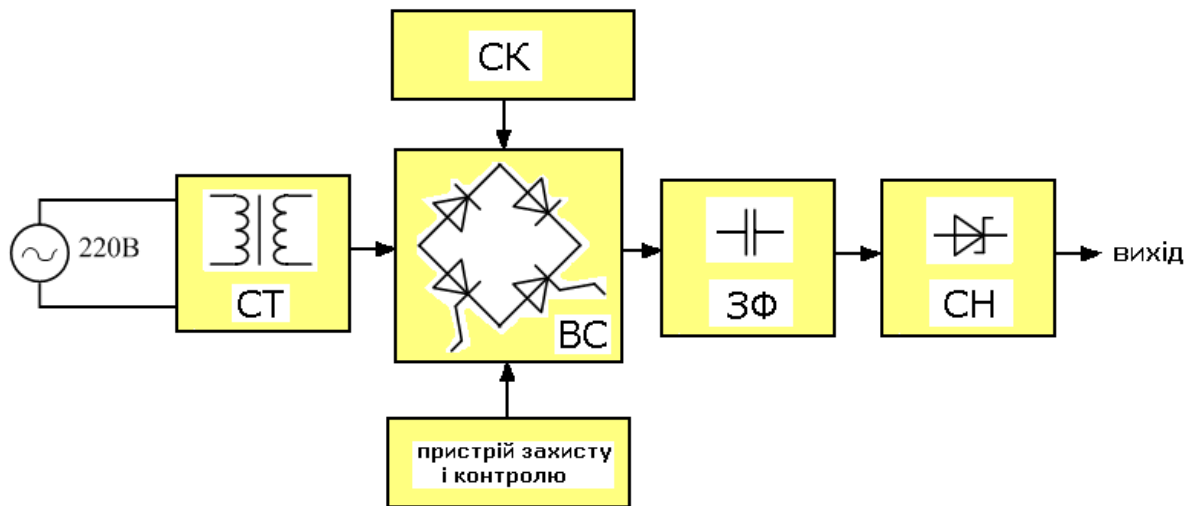


Рис. 3.1. Структурна схема типового лінійного випрямляча

Стабілізатор напруги (СН) підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі, температури навколишнього середовища, навантаження у заданих межах.

Для забезпечення нормальної роботи джерела вторинного електроживлення до складу випрямлячів, окрім основних блоків, входять інші блоки, які забезпечують надійну роботу пристрою: вузли контролю і діагностики працездатності, вузли захисту від короткого замикання, перенавантаження або зниження напруги мережі. У складі керованих випрямлячів обов'язково наявна **схема керування (СК)**.

З метою зменшення габаритних розмірів джерел живлення у 60-х роках минулого століття були розроблені перші **імпульсні джерела електроживлення**, в структурі яких не передбачені громіздкі низькочастотні силові трансформатори. Існують різноманітні схеми

імпульсних джерел, що надають можливість роботи в широкому діапазоні вхідних напруг як від мережі змінного, так і постійного струму. Принцип роботи більшості передбачає наявність високочастотного перетворювача. На рис. 3.2 наведена типова структурна схема імпульсного джерела.

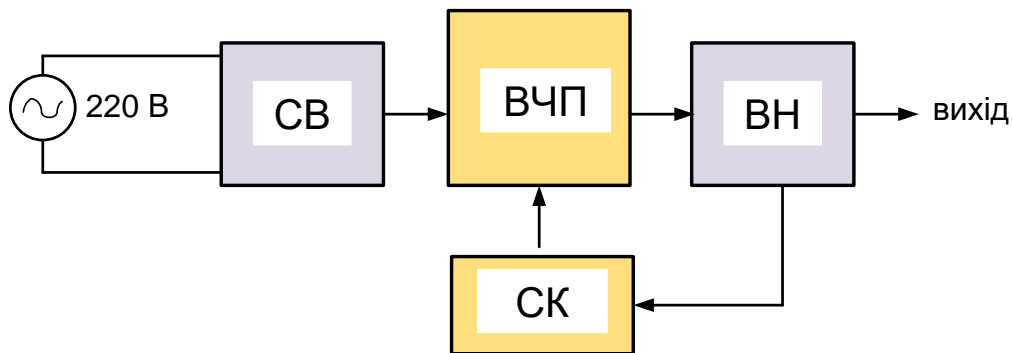


Рис. 3.2. Структурна схема імпульсного випрямляча з живленням від промислової мережі

Випрямляч (В) перетворює змінну напругу мережі на постійну і здійснює згладжування пульсацій випрямленої напруги. **Високочастотний перетворювач (ВП)** здійснює перетворення отриманої постійної напруги на прямокутні імпульси високої частоти (70 – 700 (кГц) для потужних джерел та 1 – 3 (МГц) для малопотужних) та певної щільності. До складу ВП входить комутатор, а далі сформовані прямокутні високочастотні імпульси поступають на трансформатор, вихідна напруга якого відповідає необхідному рівню напруги, або безпосередньо на вихідний випрямляч (ВН). Така імпульсна напруга знову перетворюється на постійну випрямлячем ВН, до виходу якого приєднується навантаження (проходить через вентильну схему, фільтр і стабілізатор напруги). Управління ВП здійснюється системою керування (СК), яка одержує сигнал зворотного зв'язку від випрямляча навантаження ВН. Негативний зворотній зв'язок дозволяє підтримувати вихідну напругу на заданому рівні незалежно від змін вхідної напруги і величини навантаження.

До недоліків імпульсних ВДЕ слід віднести складність схеми, наявність високочастотних завад та шумів, які виникають внаслідок високочастотних пульсацій вихідної напруги трансформатора і розповсюджуються через електронну апаратуру, навантаження та мережу живлення; високі вимоги до комплектуючих електронних приладів через наявність високочастотної складової у вихідній напрузі та в проміжних вузлах схеми та інші.

Незважаючи на наявність декількох ланок перетворення реальні значення ККД імпульсних джерел досягають 90%. Недоліками імпульсних джерел слід вважати високий рівень складності схем; наявність високочастотних завад та шумів у первинній мережі живлення; високі вимоги до комплектуючих електронних приладів через наявність високочастотної складової у вихідній напрузі та в проміжних вузлах схеми; високу собівартість.

6.1.2. Однофазні некеровані випрямлячі: визначення, основні параметри і характеристики

Однофазні випрямлячі – це перетворювачі однофазної змінної напруги на знакопостійну пульсуючу напругу. **Некеровані** випрямлячі живлять пристрої навантаження напругою, середнє значення якої не можна змінювати без конструктивних змін власно випрямляча. Вентильні схеми таких випрямлячів побудовані на діодах. На рис. 3.3 наведена типова структура вторинного джерела живлення навантаження постійною напругою заданого рівня й стабільності від промислової мережі.

Напруга однофазної мережі живлення $u_1(t)$ подається на первинну обмотку трансформатора. Трансформатор забезпечує гальванічну розв'язку кола постійного струму від мережі змінного струму. Напруга на вторинній обмотці $u_2(t)$ має таку саму синусоїдну форму і частоту 50 (Гц),

але інше діюче значення U_2 , яке визначається коефіцієнтом трансформації $k_{тр}$. Саме від вибору значення U_2 залежить значення постійної напруги на навантаженні.

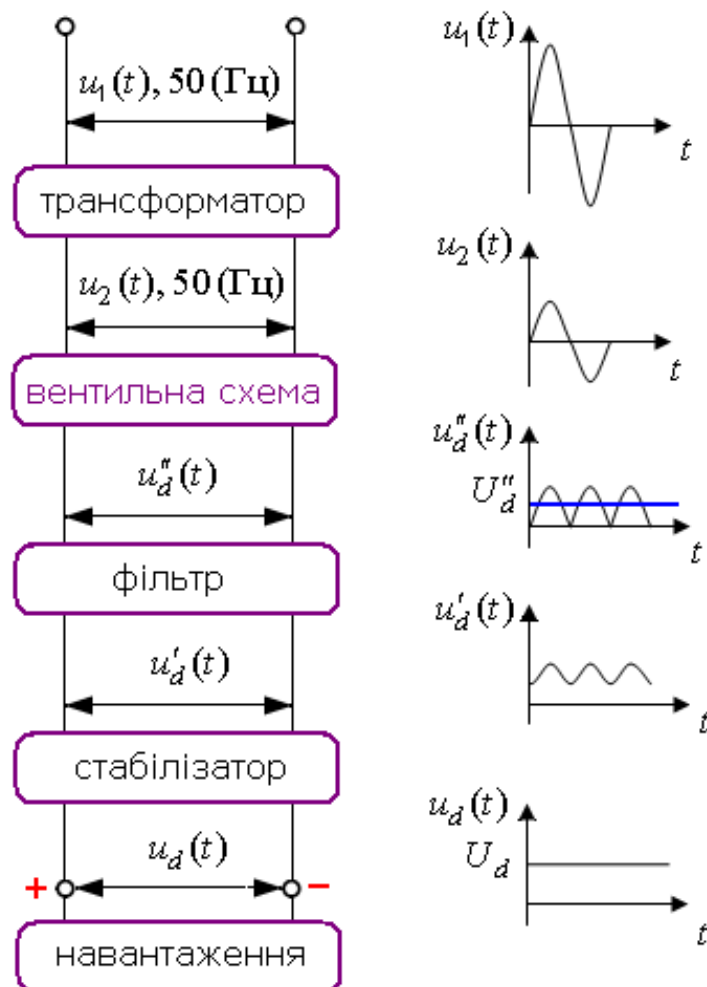


Рис. 3.3. Структурна схема однофазного низькочастотного лінійного випрямляча

При приєднанні навантаження на виході вентильної схеми напруга $u_d''(t)$ має пульсуючу форму з середнім значенням U_d'' . Форма випрямленої напруги може бути згладжена за допомогою фільтра, який виділяє постійну складову із знакопостійної пульсуючої напруги. Фільтри застосовують у тих випадках, коли пульсації напруги на виході вентильної схеми перевищують допустимі для даного навантаження. Напруга на

виході фільтра $u'_d(t)$ суттєво наближена до постійної. На виході схеми зазвичай вмикають стабілізатор, який зменшує амплітуду пульсацій і забезпечує стабільність вихідної напруги $u_d(t)$ (струму) випрямляча при змінах у заданих межах навантаження, напруги мережі, температури.

Зауваження. В силовій електроніці прийнято напругу, якою випрямляч живить навантаження, позначати як $u_d(t)$ з середнім значенням U_d . Якщо в структурі випрямляча відсутні фільтр та стабілізатор, то напругу на виході вентильної схеми позначають саме як $u_d(t)$.

Аналіз електромагнітних процесів у некерованих випрямлячах здійснюють за допомогою **основних параметрів і характеристик**, які оцінюють:

1. Якість вихідної енергії після вентильної схеми:

- **частота пульсацій.** Якщо період випрямленої напруги дорівнює періоду напруги мережі, то випрямляч називають **однопівперіодним**. Якщо частота пульсацій вдвічі більша за частоту напруги мережі, то випрямляч називають **двопівперіодним** (рис. 3.4);

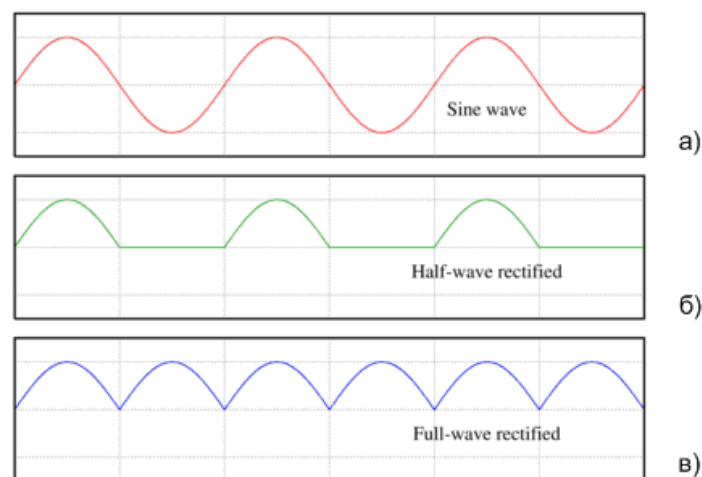


Рис. 3.4. До пояснення частоти пульсацій:
вхідна синусоїдна напруга (а); однопівперіодне випрямлення (б);
двопівперіодні випрямлення (в)

- **пульсність (m)** – кратність частоти пульсацій f_{Π} до частоти мережі f_1 :

$$m = \frac{f_{\Pi}}{f_1}; \quad (3.1)$$

- **середнє значення випрямленої напруги U_d** оцінюють за час, що дорівнює періоду первинної напруги;
- **коефіцієнт пульсації вихідної напруги k_{Π}** – відношення амплітуди основної гармоніки пульсуючої напруги до її середнього значення:

$$k_{\Pi} = \frac{U_{m(1)}}{U_d}. \quad (3.2)$$

У разі $m \geq 2$ коефіцієнт пульсації випрямляча, що працює на активне навантаження при синусоїдній формі напруги на вході вентильної схеми, можна розрахувати за формулою (3.3):

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1}. \quad (3.3)$$

2. Параметри вентильних елементів:

- **середнє значення струму через вентильний елемент I_a** ;
- **максимальне значення зворотної напруги на вентильному елементі $U_{зв \max}$** .

3. Параметри трансформатора:

- **потужність $S_{\text{тр}}$** .

4. Параметри згладжувального фільтра:

- **коефіцієнт згладжування $k_{\text{згл}}$** – відношення коефіцієнтів пульсації вхідної напруги фільтра $k_{\Pi \text{ вх}}$ і вихідної напруги фільтра $k_{\Pi \text{ вих}}$:

$$k_{\text{згл}} = \frac{k_{\Pi \text{ вх}}}{k_{\Pi \text{ вих}}}; \quad (3.4)$$

- **коефіцієнт фільтрації** $k_{\phi(1)}$ – відношення амплітуди основної гармоніки пульсуючої напруги на вході фільтра $U_{m(1) \text{ ВХ}}$ до амплітуди основної гармоніки пульсуючої напруги на виході фільтра $U_{m(1) \text{ ВИХ}}$:

$$k_{\phi(1)} = \frac{U_{m(1) \text{ ВХ}}}{U_{m(1) \text{ ВИХ}}}; \quad (3.5)$$

- **коефіцієнт передачі фільтра за постійною складовою напруги** λ_{ϕ} – це відношення середнього значення випрямленої напруги після фільтра $U_{d \text{ ВИХ}}$ до середнього значення випрямленої напруги до фільтра $U_{d \text{ ВХ}}$:

$$\lambda_{\phi} = \frac{U_{d \text{ ВИХ}}}{U_{d \text{ ВХ}}}. \quad (3.6)$$

Для потужних випрямлячів $\lambda_{\phi} = 0,98 - 0,99$, для малопотужних – $\lambda_{\phi} = 0,96 - 0,98$.

- **Параметри стабілізатора.** Основним є **коефіцієнт стабілізації**, який показує у скільки разів відносна зміна параметра, який стабілізується, менша від відносної зміни дестабілізуючого фактора на вході. За параметром, що стабілізується, розрізняють коефіцієнт стабілізації **напруги**; коефіцієнт стабілізації **струму**; коефіцієнт стабілізації **потужності**.

Наприклад, коефіцієнт стабілізації напруги визначається із співвідношення (3.7):

$$k_{ct} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ ном}}} \bigg/ \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВИХ ном}}}, \quad (3.7)$$

де $U_{\text{ВХ ном}} = U'_d$, $U_{\text{ВИХ ном}} = U_d$ – номінальні значення напруги на вході і виході стабілізатора, $\Delta U_{\text{ВХ}}, \Delta U_{\text{ВИХ}}$ – різниці між максимальними і мінімальними значеннями пульсацій напруги на вході і виході

стабілізатора. Для різних типів стабілізаторів коефіцієнт стабілізації змінюється у широких межах – від одиниць до тисяч.

5. Зовнішні параметри:

- **зовнішня (навантажувальна) характеристика** $U_d = f(I_d)$ – залежність середнього випрямленого значення напруги від середнього значення струму через навантаження. Зі збільшенням середнього випрямленого значення струму у навантаженні напруга U_d зменшується внаслідок спадів напруг на скінчених опорах вентильних елементів, через які проходить струм навантаження, опорах з'єднувальних проводів, проводу вторинної обмотки трансформатора та інших:

$$U_d = U_{d0} - I_d(N \cdot R_{ак} + R_2 + R_{пр} + R_{ф}) = U_{d0} - I_d R_{\Sigma}, \quad (3.8)$$

де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги в режимі неробочого ходу, $R_{ак}$ – активний опір прямо увімкненого вентильного елемента, N – кількість відкритих вентильних елементів на шляху струму навантаження, R_2 – активний опір проводу, з якого виготовлена вторинна обмотка трансформатора, $R_{пр}$ – активний опір з'єднувальних проводів, $R_{ф}$ – активний опір фільтра, R_{Σ} – внутрішній опір випрямляча;

- **коефіцієнт потужності** $\cos \varphi$, де φ – зсув фаз між напругою мережі і вхідним струмом випрямляча $i_1(t)$;
- **коефіцієнт корисної дії:**

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{вих} + P_{втр}}, \quad (3.9)$$

де $P_{вих}$ – корисна потужність, $P_{втр}$ – потужність втрат у трансформаторі, вентильній групі, згладжувальному фільтрі та стабілізаторі.

Режим роботи випрямляча залежить від навантаження. Найбільш розповсюдженими типами навантаження потужних випрямлячів є активно-

індуктивне навантаження і активно-індуктивне навантаження з джерелом проти-ЕРС (якірні обмотки двигунів постійного струму, зварювальні пристрої з індуктивним фільтром). Надалі розглянемо роботу основних схемних реалізацій вентильних схем, які забезпечують протікання односпрямованого струму в активному навантаженні. Подібний аналіз необхідно здійснити для пояснення принципу дії випрямлячів.

6.1.2.1. Однопівперіодний випрямляч

Однопівперіодний некерований випрямляч має в своєму складі вентильну схему (ВС), що являє собою один діод, увімкнений послідовно з вторинною обмоткою трансформатора. Розглянемо принцип дії такої ВС у припущенні, що в структурі випрямляча відсутні фільтр і стабілізатор (рис. 3.5,а). У такому спрощеному випрямлячі первинна обмотка трансформатора вмикається у мережу змінного струму, а до вторинної обмотки через діод VD увімкнене активне навантаження R_n . Якщо первинна напруга змінюється за синусоїдним законом $u_1(t)$, то на затискачах вторинної обмотки індукується синусоїдна напруга такої самої частоти, але з іншою амплітудою $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t) = U_2 \sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ (В)}$.

Діод VD пропускає струм тільки протягом півперіодів, коли до діода прикладена пряма напруга.

- Під час додатних півхвиль напруги $u_2(t)$ (рис. 3.5,б) (наприклад, на інтервалі $0 < t < T/2$) точка **1** має додатний потенціал відносно точки **2**, що означає більший потенціал на аноді діода, ніж на катоді, тобто до діода прикладається пряма напруга. Опір відкритого діода незначний, тому струм, обумовлений дією напруги $u_2(t)$, замикається через діод та навантаження. Спад напруги на діоді незначний і становить частки

вольта. Отже, майже вся напруга $u_2(t)$ прикладена до навантаження. Значення струму визначається номіналом навантаження.

- Під час від'ємних півхвиль напруги $u_2(t)$ (наприклад, на інтервалі $T/2 \leq t \leq T$) точка **1** має від'ємний потенціал відносно точки **2**, що означає менший потенціал на аноді діода, ніж на катоді, тобто до діода прикладається зворотна напруга. Діод закритий, його опір становить сотні кілоомів і струм за колом «вторинна обмотка трансформатора – діод – навантаження» дорівнює тепловому струму через зворотно увімкнений діод і вимірюється мікроамперами. Можна знехтувати цим струмом і вважати, що струм через навантаження не протікає, отже, спад напруги на навантаженні дорівнює нулю, а уся напруга $u_2(t)$ прикладена між катодом і анодом діода (рис. 3.5,б).

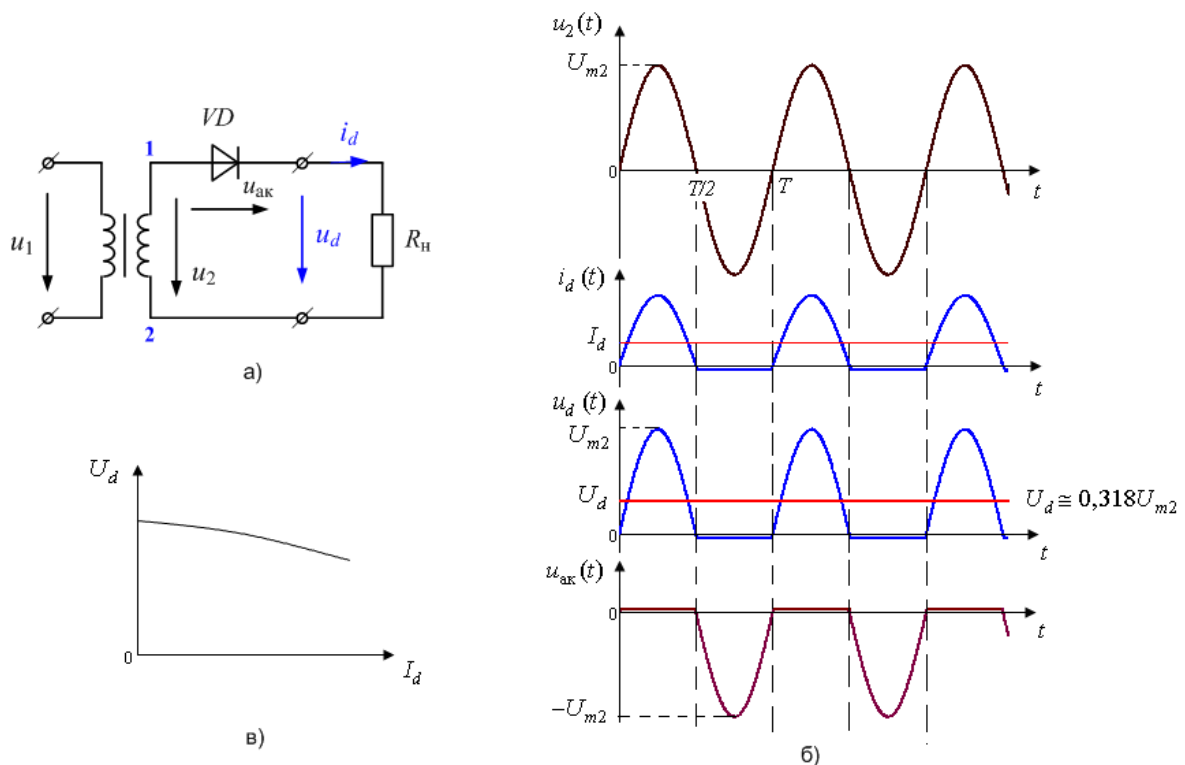


Рис. 3.5. Однофазний однопівперіодний випрямляч: схема (а), часові діаграми струмів і напруг (б), зовнішня характеристика (в)

Основні параметри однопівперіодної схеми.

1. Якість вихідної енергії:

- частота пульсацій: $f_{\Pi} = f_1$;
- пульсність: $m = 1$;
- середнє значення випрямленої напруги: $U_d = \frac{U_{m2}}{\pi}$.

Доведення.

1-й спосіб. Спектральний склад випрямленої напруги визначається розкладанням у ряд Фур'є пульсуючої вихідної напруги:

$$u_d(t) = U_{m2} \left[\frac{1}{\pi} + \frac{\sin(\omega t)}{2} - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\cos(2\omega t)}{1 \cdot 3} + \frac{\cos(4\omega t)}{1 \cdot 3 \cdot 5} + \dots \right) \right]. \quad (3.10)$$

У розкладанні в ряд Фур'є нульова гармоніка (середнє значення) дорівнює $\frac{1}{\pi} U_{m2}$.

2-й спосіб. Згідно з визначенням середнього значення для випрямленої напруги справедливим є вираз:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_{m2} \sin(\omega t) dt = -\frac{U_{m2}}{T \cdot \omega} \cos(\omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{U_{m2}}{\pi} = \\ &= \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} \cong 0,45 U_2. \end{aligned} \quad (3.11)$$

- коефіцієнт пульсації вихідної напруги: $k_{\Pi} = \frac{\pi}{2} \cong 1,57$.

Доведення.

Згідно з визначенням коефіцієнта пульсації (3.2) і скориставшись виразом для амплітуди основної гармоніки із ряду (3.10) маємо:

$$k_{\Pi} = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{\frac{U_{m2}}{2}}{\frac{U_{m2}}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \cong 1,57. \quad (3.12)$$

2. Параметри вентильних елементів:

- середнє значення струму, який протікає через вентильний елемент протягом половини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$I_a = I_d = \frac{U_d}{R_H} = \frac{U_{m2}}{\pi \cdot R_H}, \quad (3.13)$$

- максимальне значення зворотної напруги на вентильному елементі.

$$U_{зв\max} = -U_{m2} = -\pi \cdot U_d. \quad (3.14)$$

3. Розрахункова потужність трансформатора $S_{тр} = 3,09 P_d$, де $P_d = U_d \cdot I_d$ набагато перевищує корисну потужність, яка передається випрямлячем у навантаження. Осердя трансформатора підмагнічується сталою складовою струму.

4. Зовнішня (навантажувальна) характеристика: $U_d = f(I_d)$ наведена на рис. 3.5,в). Зменшення середнього значення випрямленої напруги U_d із збільшенням середнього значення струму I_d у навантаженні описується співвідношенням:

$$U_d = U_{d0} - I_d(R_{ак} + R_2 + R_{пр}), \quad (3.15)$$

де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги в режимі неробочого ходу, $R_{ак}$ – активний опір прямо увімкненого діоду, R_2 – активний опір проводу, з якого виготовлена вторинна обмотка трансформатора, $R_{пр}$ – активний опір з'єднувальних проводів.

Перевагою однопівперіодної схеми є простота. **Недоліки** однопівперіодної схеми:

- велике значення коефіцієнта пульсації (амплітуда першої гармоніки пульсації в 1,57 разів перевищує середнє значення випрямленої

- напруги), що вказує на низьку ефективність схеми і потребує збільшення розмірів і кошовності фільтрів;
- значне навантаження на вентиляний елемент (велике значення зворотної напруги на діоді $U_{зв\max} = -U_{m2}$ і прямого струму через діод);
 - намагнічування осердя трансформатора постійною складовою випрямленого струму, що негативно впливає на його роботу і потребує збільшення перерізу проводу первинної обмотки трансформатора і розмірів усього трансформатора у цілому.

У зв'язку з описаними недоліками однопівперіодна схема не має широко застосування на промислових частотах через низькі якісні показники випрямленої напруги. Схема зустрічається у складі випрямлячів малої потужності, коли вирішальним є економія від застосування одного діода, та для роботи на високих частотах.

6.1.2.2. Двопівперіодний випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора

Двопівперіодний некерований випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора має в своєму складі вентиляну схему (ВС), що складається з двох однопівперіодних схем, які працюють синхронно, але протифазно на одне навантаження (рис. 3.6,а)). В схемі використовують трансформатор, вторинна обмотка якого має вивід від середньої точки – нульової точки трансформатора. Аноди діодів $VD1$ і $VD2$ приєднані до різних кінців вторинної обмотки трансформатора, катоди з'єднані між собою. Між спільною точкою катодів і середньою точкою вторинної обмотки трансформатора вмикають навантаження R_H .

Розглянемо принцип дії такої вентиляної схеми. Якщо первинна обмотка трансформатора приєднана до мережі змінного струму і напруга на обмотці змінюється за синусоїдним законом $u_1(t)$, то на затискачах

вторинної обмотки індукується напруга $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t)$ (В). Напруги $u_{10}(t)$, $u_{20}(t)$ між кінцями вторинної обмотки **1, 2** і нульовою точкою протифазні та мають однакові амплітуди, вдвічі менші за амплітуду напруги на вторинній обмотці $u_2(t)$ (рис. 3.6,б). Діоди **VD1** і **VD2** пропускають струм у навантаження по черзі. Таким чином, струм через навантаження протікає впродовж всього періоду зміни вхідної напруги $u_2(t)$ в одному і тому самому напрямі.

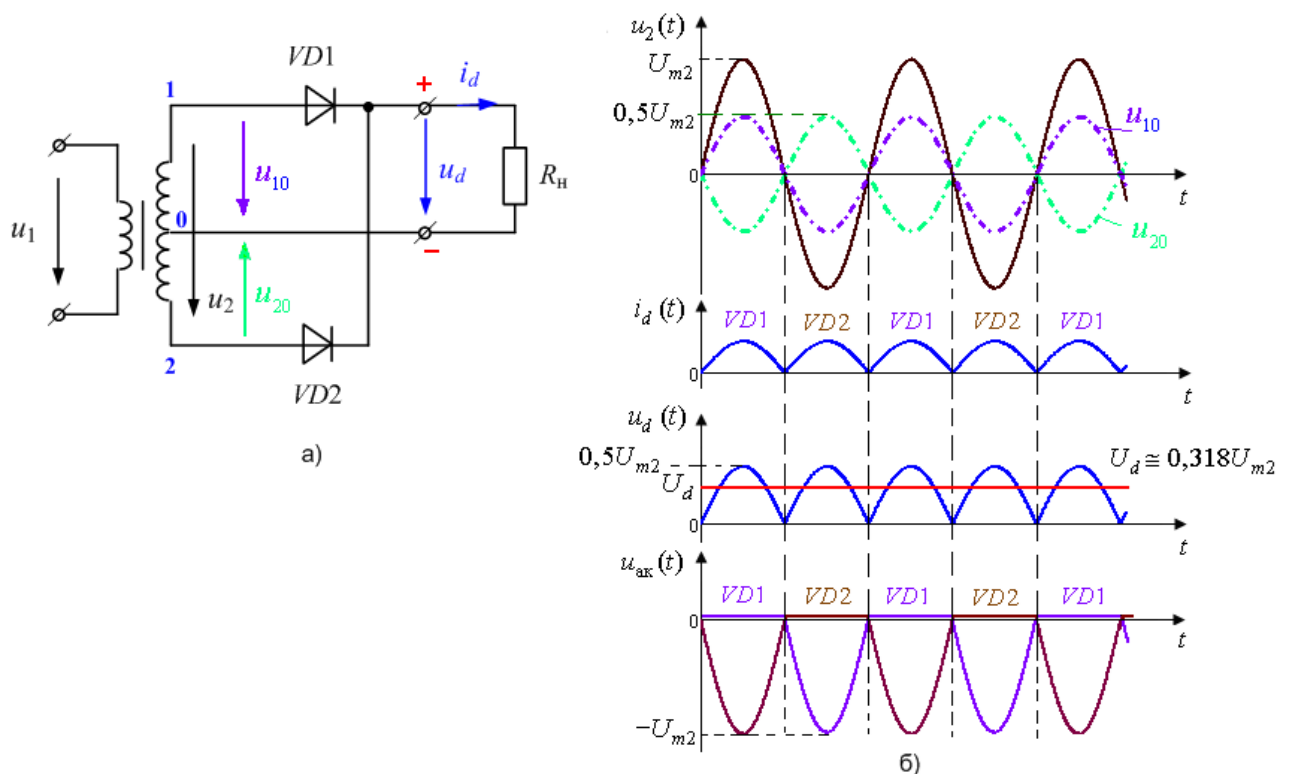


Рис. 3.6. Однофазний двопівперіодний випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора: схема (а) та часові діаграми струмів і напруг (б)

Основні параметри двопівперіодної схеми з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора].

1. Якість вихідної енергії:

- частота пульсацій: $f_{\Pi} = 2f_1$;

– **пульсність:** $m = 2$;

– **середнє значення випрямленої напруги:** $U_d = \frac{U_{m2}}{\pi}$.

Доведення. Згідно з визначенням середнього значення і за умови, що спадом напруги на діодах при прямому увімкненні можна знехтувати, для випрямленої напруги справедливим є вираз:

$$U_d = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_{10}(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{1}{2} U_{m2} \sin(\omega t) dt = -\frac{U_{m2}}{T \cdot \omega} \cos(\omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{U_{m2}}{\pi}. \quad (3.16)$$

Аналогічний результат отримуємо при розкладанні в ряд Фур'є пульсуючої вихідної напруги:

$$u_d(t) = \frac{U_{m2}}{\pi} \left[1 - 2 \left(\frac{\cos(2\omega t)}{1 \cdot 3} + \frac{\cos(4\omega t)}{1 \cdot 3 \cdot 5} + \dots \right) \right].$$

– **коефіцієнт пульсації вихідної напруги:** $k_{\pi} \cong 0,667$. За формулою (3.3):

$$k_{\pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} \cong 0,667. \quad (3.17)$$

2. Параметри вентильних елементів:

– **середнє значення струму**, який протікає через кожний вентильний елемент протягом половини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{U_d}{2R_H} = \frac{U_{m2}}{2\pi \cdot R_H}, \quad (3.18)$$

– **максимальне значення зворотної напруги** на вентильному елементі:

$$U_{зв \max} = -U_{m2} = -\pi \cdot U_d. \quad (3.19)$$

3. Потужність трансформатора $S_{\text{тр}} = 1,48 P_d$.

За вторинною обмоткою трансформатора струм протікає протягом обох півперіодів вхідного сигналу. При цьому струми півобмоток мають протилежний напрям і підмагнічування осердя трансформатора відсутнє.

4. Зовнішня характеристика подібна до навантажувальної характеристики однопівперіодної схеми і описується виразом (3.15).

Двопівперіодна схема з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора порівняно з однопівперіодною схемою у разі однакової напруги $u_2(t)$ на вторинній обмотці трансформатора забезпечує однакове середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, але з меншим коефіцієнтом пульсацій. Схема дає змогу використати в схемі випрямляча трансформатор з меншими габаритними розмірами і вагою (внаслідок відсутності підмагнічування) для отримання такого самого середнього значення випрямленої напруги, як і у разі роботи однопівперіодної схеми. До недоліків схеми слід віднести необхідність трансформатора з виводом середньої точки вторинної обмотки. Схема широко застосовується у випрямлячах з низькою вихідною напругою та значним струмом навантаження.

6.1.2.3. Двопівперіодний випрямляч за мостовою схемою

Мостова схема складається з чотирьох діодів, які сполучені за схемою електричного моста (рис. 3.7,а)). До однієї діагоналі моста підводиться змінна синусоїдна напруга (наприклад, $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t)$ (В) з вторинної обмотки трансформатора), а до другої приєднується навантаження R_H . Розглянемо принцип дії мостової вентильної схеми.

Під час додатних півхвиль напруги $u_2(t)$ (наприклад, на інтервалі $0 < t < T/2$) точка **1** має додатний потенціал відносно точки **2** і струм протікає через відкритий діод $VD1$, навантаження R_H , відкритий діод $VD2$ до точки **2** (рис. 3.8,а)). Спад напруги на відкритих діодах $VD1$ і $VD2$ малий, тому напруга на навантаженні майже повторює вхідну $u_2(t)$ (рис. 3.7,б). Форма струму через активне навантаження $i_d(t)$ повторює форму

випрямленої напруги $u_d(t)$. Через малий спад напруги на відкритих діодах $VD1$ і $VD2$ кожен із діодів $VD3$ і $VD4$ знаходиться під зворотною напругою ($u_2(t) < 0$) і струм не пропускає.

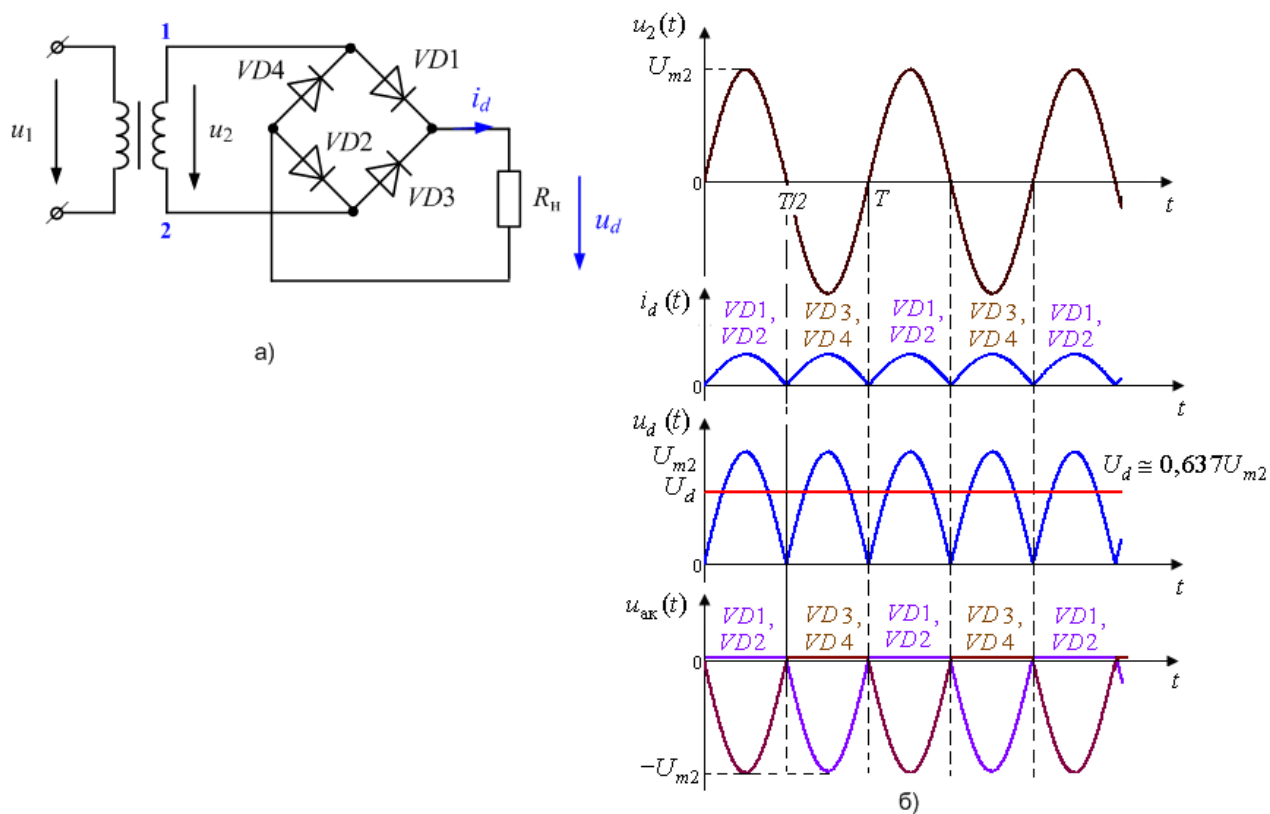


Рис. 3.7. Мостова схема однофазного випрямляча (а)
та часові діаграми струмів і напруг (б)

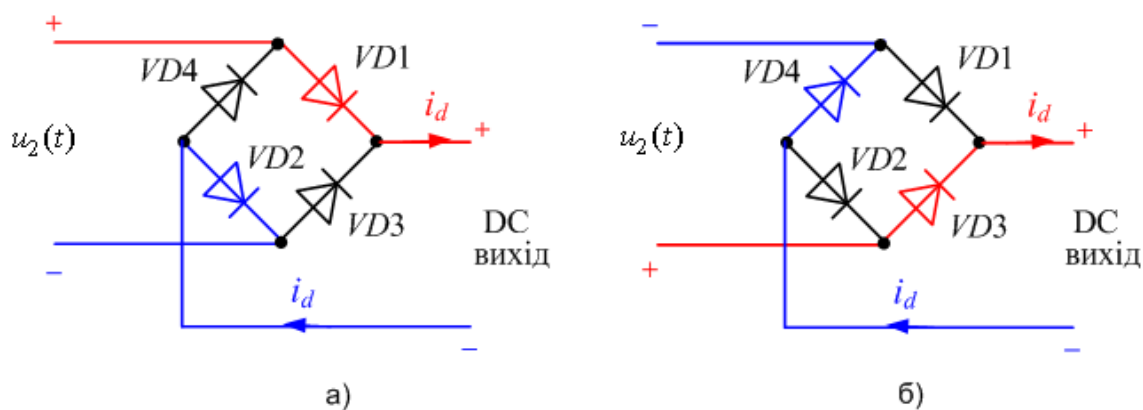


Рис. 3.8. До пояснення роботи мостової схеми: протікання струму у
додатні періоди вхідної напруги (а) та від'ємні періоди (б)

Під час від'ємних півхвиль напруги $u_2(t)$ (наприклад, на інтервалі $T/2 \leq t \leq T$) полярність затискачів вторинної обмотки трансформатора змінюється: точка **2** має додатний потенціал відносно точки **1**. Протягом цього періоду струм протікає від точки **2** через відкритий діод $VD3$, навантаження R_H , відкритий діод $VD4$ до точки **1** (рис. 3.8,б)). Діоди $VD1$ і $VD2$ у цей півперіод знаходяться під зворотною напругою і струм не пропускають.

Таким чином, **струм через навантаження проходить упродовж усього періоду зміни вхідної напруги $u_2(t)$ в одному і тому самому напрямі**. При цьому спільна точка катодів діодів $VD1$ і $VD3$ являється для навантаження додатним полюсом, а спільна точка анодів діодів $VD2$ і $VD4$ – від'ємним полюсом.

Основні параметри двопівперіодної схеми з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора:

1. Якість вихідної енергії:

- частота пульсацій: $f_{\Pi} = 2f_1$;
- пульсність: $m = 2$;
- середнє значення випрямленої напруги: $U_d = \frac{2U_{m2}}{\pi}$.

Доведення.

Згідно з визначенням середнього значення і за умови, що спадом напруги на діодах при прямому увімкненні можна знехтувати, для випрямленої напруги справедливим є вираз:

$$U_d = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_{10}(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_{m2} \sin(\omega t) dt = -\frac{2U_{m2}}{T \cdot \omega} \cos(\omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{2U_{m2}}{\pi}. \quad (3.20)$$

Аналогічний результат отримуємо при розкладанні в ряд Фур'є пульсуючої вихідної напруги: $u_d(t) = \frac{2U_{m2}}{\pi} \left[1 - 2 \left(\frac{\cos(2\omega t)}{1 \cdot 3} + \dots \right) \right]$.

- коефіцієнт пульсації вихідної напруги: $k_{\Pi} \cong 0,667$.

За формулою (3.3):

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} \cong 0,667. \quad (3.21)$$

2. Параметри вентиляльних елементів:

- середнє значення струму, який протікає через кожний вентиляльний елемент протягом половини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$I_a = \frac{I_d}{2} = \frac{U_d}{2R_{\Pi}} = \frac{U_{m2}}{\pi \cdot R_{\Pi}}, \quad (3.22)$$

- максимальне значення зворотної напруги на вентиляльному елементі за абсолютним значенням дорівнює амплітуді синусоїдної напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$U_{зв\max} = -U_{m2} = -\frac{\pi \cdot U_d}{2}. \quad (3.23)$$

3. Потужність трансформатора $S_{\text{тр}} = 1,23 P_d$. За вторинною обмоткою трансформатора струм протікає протягом обох півперіодів вхідного сигналу. При цьому струми півобмоток мають протилежний напрям. Отже, підмагнічування осердя трансформатора відсутнє.

- **Зовнішня характеристика** подібна до навантажувальної характеристики однопівперіодної схеми й описується виразом (3.24):

$$U_d = U_{d0} - I_d (2 \cdot R_{\text{ак}} + R_2 + R_{\text{пр}}), \quad (3.24)$$

де $U_{d0} = \frac{2U_{m2}}{\pi}$ – середнє значення випрямленої напруги в режимі

неробочого ходу, $2R_{\text{ак}}$ – активний опір двох прямо увімкнених діодів, R_2

- активний опір проводу, з якого виготовлена вторинна обмотка трансформатора, $R_{\text{пр}}$ – активний опір з'єднувальних проводів.

У разі використання мостової схеми напруга на навантаженні пульсуюча, подібна за формою до випрямленої напруги на навантаженні в схемі з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора, але вдвічі більша за значенням за умови однакових напруг $u_2(t)$ на вторинній обмотці трансформатора.

Якщо порівняти мостову схему й схему з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора, які забезпечують **однакові параметри випрямленої напруги**, то можна виділити такі **переваги** мостової схеми:

- значення зворотної напруги на закритих діодах і діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора вдвічі менші у мостовій схемі;
- не має потреби у виводі середньої точки трансформатора; вдвічі менша кількість витків вторинної обмотки трансформатора, менша розрахункова потужність трансформатора, отже, трансформатор легший і дешевший.
- мостова схема може працювати без трансформатора, якщо рівень напруги мережі збігається з розрахунковим значенням напруги на вторинній обмотці трансформатора;

Недоліком мостової схеми вважається наявність чотирьох діодів, кожен з яких може вийти з ладу.

Конструкція діодних мостів може бути виконана з окремих діодів або як монолітна діодна збірка. Діодні збірки простіше монтувати на платах випрямлячів, але при виході з ладу одного із діодів доводиться замінювати усю збірку. Виконують мостові схеми і як окремі інтегральні схеми. Однофазні мостові схеми випрямлення широко застосовують у електропристроях малої потужності.

Лекція 4. Трифазні некеровані випрямлячі. Згладжувальні фільтри

6.1.3. Некеровані трифазні випрямлячі

Трифазні випрямлячі – це пристрої, які використовують для отримання постійного струму з трифазного змінного струму. Трифазні випрямлячі застосовують для живлення споживачів середньої і великої потужності на промисловості та транспорті. Трифазні випрямлячі мають суттєві переваги перед однофазним. Вони забезпечують кращу якість випрямленої напруги та велику потужність у навантаженні. Так у разі однакових значень потужності, яка відбирається від кожної фази мережі, у навантаженні можна отримати у 3 рази більшу потужність, ніж при використанні однофазних випрямлячів.

До мережі трифазні випрямлячі приєднуються через трифазні трансформатори. Найрозповсюднішими є трифазні випрямлячі за схемою В. Ф. Міткевича . і трифазні випрямлячі за схемою О. М. Ларіонова. Менш відомі трифазні випрямлячі, вентильні блоки яких побудовані на дванадцяти діодах за схемами «три повних моста паралельно» та «три повних моста послідовно», які за багатьма параметрами перевершують як схему Міткевича, так і схему Ларіонова. Трифазні випрямлячі, вентильні схеми яких виконані на діодах, називають **некерованими** (відсутнє регулювання параметрів випрямленої напруги). У керованих трифазних випрямлячів вентильні схеми побудовані з використання тиристорів. Вентильні схеми у некерованих і керованих випрямлячів однотипні.

6.1.3.1. Схема Міткевича

Однією із найрозповсюдніших трифазних вентильних схем є однопівперіодна схема випрямлення з нульовим виводом (схема

Міткевича), яка була запропонована у 1901 році видатним російським вченим-електротехніком В. Ф. Міткевичем.

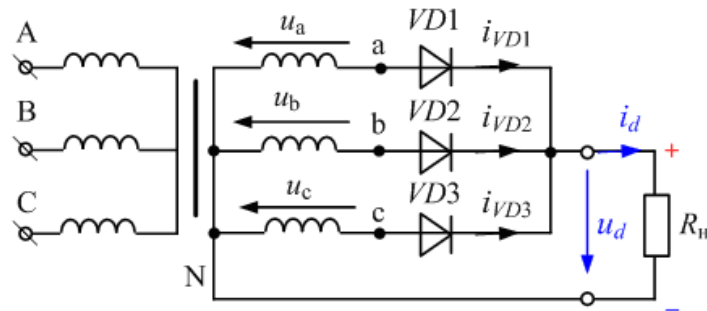


Рис. 4.1. Схема трифазного випрямляча за схемою Міткевича

На рис. 4.1 наведена схема типового трифазного випрямляча, до складу якого входять мережевий трифазний трансформатор зі схемою з'єднань обмоток Y/Y_0 , вентильний блок за схемою Міткевича та навантаження R_n . Первинні обмотки трансформатора можуть бути з'єднані за будь-якою схемою (як зіркою, так і трикутником), а вторинні – лише зіркою з виводом нульової точки вторинної обмотки трансформатора. Схема випрямлення складається із трьох діодів $VD1$ - $VD3$. Аноди діодів приєднують до початків фаз вторинної обмотки трифазного трансформатора (a, b, c), а катоди з'єднують у спільну точку. Фактично вентильна схема являє собою три однофазні однопівперіодні схеми випрямлення, які увімкнені паралельно. Навантаження вмикають між нульовою точкою вторинної обмотки трансформатора і спільною точкою діодів.

Щодо роботи діодів, з'єднаних катодами у групу можна сформулювати правило: **струм проходить тільки через один діод, потенціал на аноді якого позитивний і перевищує анодні потенціали інших діодів.** При цьому інші діоди закриті, тому що знаходяться під зворотною напругою, яка прикладається до них через відкритий діод.

Розглянемо роботу схеми Міткевича на активне навантаження R_H у припущенні, що трансформатор і діоди ідеальні. Якщо первинні обмотки трансформатора приєднані до мережі, то на вторинних обмотках збуджується трифазна симетрична система напруг $u_{aN}(t), u_{bN}(t), u_{cN}(t)$ (надалі $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$) (рис. 4.2). Ці напруги прикладені до анодів діодів відносно нульового виводу.

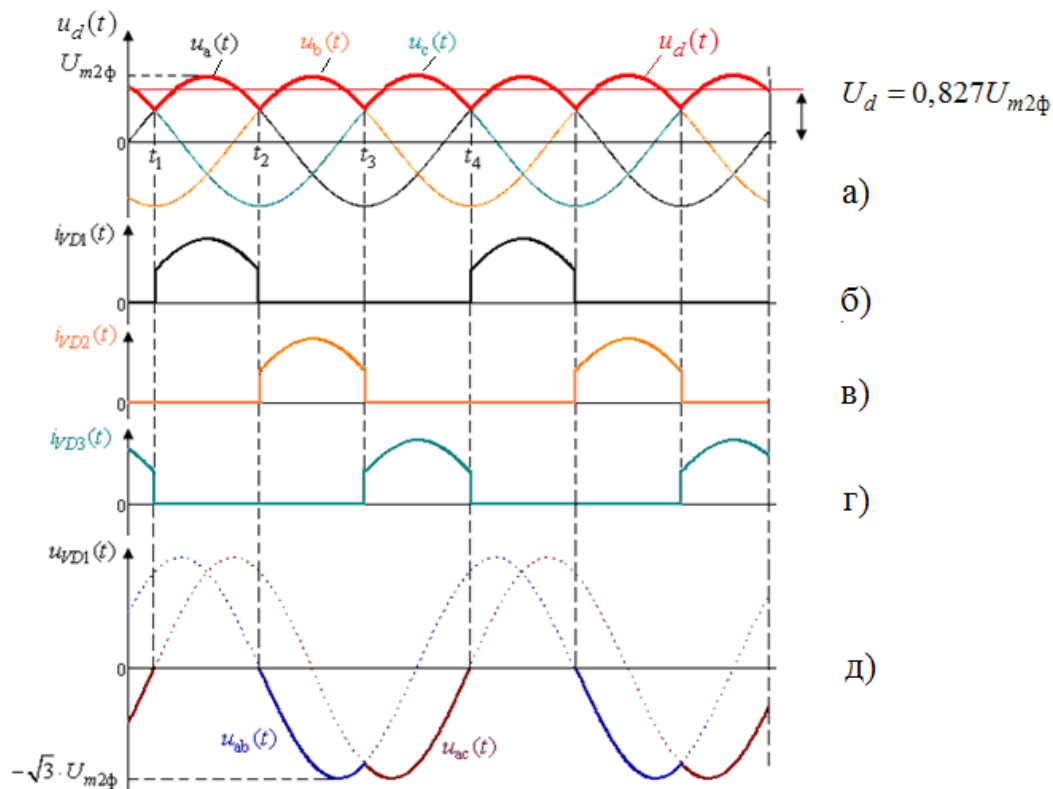


Рис. 4.2. Часові діаграми до пояснення роботи схеми Міткевича: трифазної системи напруг на вторинних обмотках трансформатора і випрямленої напруги (а), струмів через діоди (б) – (г), напруги на діоді VD1 (д)

На часовому інтервалі $t_1 - t_2$ найбільший потенціал має анод діода VD1, тому діод відкритий і пропускає струм. Спад напруги на відкритому діоді VD1 незначний, отже, такий самий високий потенціал мають катоди VD2, VD3. Це означає, що діоди VD2, VD3 закриті зворотними напругами

($u_{ba}(t)$, $u_{ca}(t)$ відповідно) і струм не пропускають. Струм протікає у контурі «обмотка трансформатора Na – діод VD1 – навантаження R_H ». Якщо знехтувати опором відкритого діода VD1 і опором вторинної обмотки трансформатора, то напруга на навантаженні дорівнює фазній напрузі вторинної обмотки трансформатора: $u_d(t) = u_a(t)$, а струм через активне навантаження R_H приймає миттєві значення $i_d(t) = u_d(t)/R_H = u_a(t)/R_H$. В момент t_2 потенціал анода VD1 перестає бути найбільшим.

На часовому інтервалі $t_2 - t_3$ найбільший потенціал має анод діода VD2, тому цей діод пропускає струм, а діоди VD1, VD3 закриті зворотними напругами ($u_{ab}(t)$, $u_{cb}(t)$ відповідно). Струм протікає у контурі «обмотка трансформатора Nb – діод VD2 – навантаження R_H ». Напруга на навантаженні $u_d(t) = u_b(t)$, струм через активне навантаження – $i_d(t) = u_d(t)/R_H = u_b(t)/R_H$.

На часовому інтервалі $t_3 - t_4$ найбільший потенціал має анод діода VD3, тому цей діод відкритий, а діоди VD1, VD2 закриті зворотними напругами $u_{ac}(t)$, $u_{bc}(t)$. Струм протікає у контурі «обмотка трансформатора Nc – діод VD3 – навантаження R_H ». Напруга на навантаженні $u_d(t) = u_c(t)$, струм – $i_d(t) = u_d(t)/R_H = u_c(t)/R_H$. Далі робочий цикл повторюється.

Випрямні діоди працюють по черзі. У разі активного навантаження за період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому струм протікає через той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга (червона суцільна лінія $u_d(t)$ на рис. 4.2,а)). Крива зміни випрямленої напруги збігається з обвідною додатних півхвиль фазних напруг вторинних обмоток трансформатора, причому період зміни випрямленої напруги у

три рази менший за період напруги мережі. Моменти, коли фазні напруги зрівнюються за позитивними значеннями (t_1, t_2, t_3, \dots на рис. 4.2,а)) називають **точками природної комутації діодів**. У точках природної комутації діодів струм припиняє проходити через один із діодів і починає протікати через інший діод. Випрямлений струм протікає через навантаження безперервно в одному напрямі. Форми струму і напруги через активне навантаження R_H однакові.

Основні параметри схеми Міткевича.

1. Якість вихідної енергії:

- **частота пульсацій** $f_n = 3f_1$;
- **пульсність** $m = 3$;
- **середнє значення випрямленої напруги** $U_d = 3\sqrt{3}U_{m2\phi}/2\pi$, де $U_{m2\phi}$ – амплітудне значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Доведення.

1-й спосіб. Спектральний склад випрямленої напруги визначається розкладанням в ряд Фур'є пульсуючої вихідної напруги:

$$u_d(t) = U_{m2\phi} \left[\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} + \frac{3\sqrt{3}}{2 \cdot 4\pi} \cos(3\omega t) - \frac{3\sqrt{3}}{5 \cdot 7\pi} \cos(6\omega t) + \dots \right]. \quad (4.1)$$

У розкладанні в ряд Фур'є нульова гармоніка (середнє значення) дорівнює $\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{m2\phi} \cong 0,827 U_{m2\phi} \cong 1,17 U_{2\phi}$, де $U_{2\phi}$ – діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора.

2-й спосіб. Випрямлена напруга на навантаженні являє ділянки фазних напруг $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$. Визначимо середнє значення випрямленої напруги за третину періоду її зміни:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_{m2\phi} \sin(\omega t) d\omega t = -\frac{U_{m2\phi}}{2\pi/3} \cos(\omega t) \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} =$$

$$= -\frac{U_{m2\phi}}{2\pi/3} \left(\left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \right) - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{m2\phi}.$$
(4.2)

- **коефіцієнт пульсації вихідної напруги** $k_{\Pi} = 0,25$.

За формулою (3.3):

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3^2 - 1} = \frac{1}{4} = 0,25.$$
(4.3)

2. Параметри вентиляльних елементів:

- **середнє значення струму** через вентиляльний елемент, який протікає через кожний діод протягом третини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$I_a = \frac{I_d}{3} \cong \frac{U_d}{3R_{\Pi}} = \frac{\sqrt{3}U_{m2\phi}}{2\pi \cdot R_{\Pi}};$$
(4.4)

- **максимальне значення зворотної напруги** на вентиляльному елементі за абсолютним значенням дорівнює амплітуді лінійної напруги на вторинній обмотці трансформатора і майже вдвічі перебільшує середнє значення випрямленої напруги:

$$U_{зв\max} = -U_{m2л} = -\sqrt{3} \cdot U_{m2\phi} = -\sqrt{3} \frac{U_d}{3\sqrt{3}/2\pi} = -\frac{2\pi}{3} U_d \cong -2,09U_d.$$
(4.5)

- ### 3. Потужність трансформатора $S_{\text{тр}} = 1,35 P_d$ має бути на 35% більшою, ніж потужність у навантаженні.

Трифазна нульова схема дає змогу збільшити потужність випрямляча і отримати випрямлену напругу більш згладженої форми, ніж будь-яка однофазна схема випрямлення. До **недоліків** схеми Міткевича слід віднести невисокі енергетичні характеристики: неефективне використання трансформатора, який працює з підмагнічуванням постійним струмом;

жорстка умова до конструкції вторинної обмотки трансформатора (з'єднання обмоток зіркою з виводом нульової точки); підвищене значення зворотної напруги на діодах ($U_{зв\max} = -U_{m2л}$).

Застосовують трифазні випрямлячі з нульовим виводом тільки за наявності трансформатора при малопотужних навантаженнях (зазвичай струм вторинної обмотки не перевищує 100 А), коли збільшення масогабаритних показників випрямляча не має особливого значення.

6.1.3.2. Схема Ларіонова

Була запропонована у 1923 році видатним вченим-електротехніком А. М. Ларіоновим. Використовується якнайширше у промислових джерела вторинного електроживлення, електроприводах, бортових мережах майже на всіх засобах транспорту (автотракторних, водних, підводних, повітряних та інших), а також придатна для малопотужних застосувань, для потреб якої виготовляють мініатюрні випрямлячі для монтажу на друковані плати і з терміналами для приєднання до кабельних мереж.

На рис. 4.3 наведена схема типового трифазного випрямляча, до складу якого входять мережевий трифазний трансформатор (VT) зі схемою з'єднань обмоток Y/Y , вентильний блок із 6 діодів та навантаження R_n . Первинні та вторинні обмотки трансформатора можуть бути з'єднані як зіркою, так і трикутником, через те що для функціонування схеми не потрібна нульова точка. При з'єднанні вторинних обмоток трансформатора зіркою схема випрямлення має назву «зірка Ларіонова» і забезпечує середнє значення випрямленої напруги у $\sqrt{3}$ разів більше, ніж при сполученні фаз трикутником («трикутник Ларіонова»). Втрати у міді більші у випрямлячі з вентильним блоком «трикутник Ларіонова», тому в практичних застосуваннях частіше зустрічається саме схема «зірка

Ларіонова». Зауважимо, що вентильний блок можна приєднувати до мережі безпосередньо (без трансформатора).

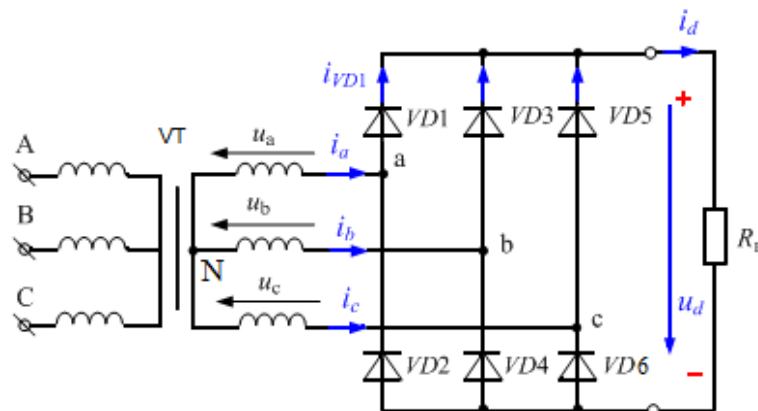


Рис. 4.3. Схема трифазного випрямляча за схемою Ларіонова

Схема випрямлення складається із шести діодів $VD1$ - $VD6$. Діоди поділяють на дві групи – анодну і катодну. У трьох діодів **катодної групи** ($VD1$, $VD3$, $VD5$ на рис. 4.3) катоди з'єднані в одну точку, а аноди приєднані до початків фаз вторинних обмоток трифазного трансформатора (a, b, c). Три інші діоди ($VD2$, $VD4$, $VD6$), що з'єднані анодами, – це **анодна група**. Катоди діодів анодної групи також приєднують до початків фаз вторинних обмоток трифазного трансформатора (a, b, c). Навантаження вмикають між спільними точками анодної і катодної груп діодів.

Під час аналізу функціонування схеми Міткевича було сформулювало правило щодо роботи діодів, з'єднаних катодами у групу. Правило роботи для **групи діодів, з'єднаних анодами: струм проходить тільки через діод, потенціал на катоді якого негативний і менший від потенціалів на катодах інших діодів**. При цьому інші діоди закриті, тому що знаходяться під зворотною напругою, яка прикладається до них через відкритий діод.

Розглянемо роботу схеми Ларіонова на активне навантаження R_n у припущенні, що трансформатор і діоди ідеальні. Якщо первинні обмотки

трансформатора приєднані до мережі, то на вторинних обмотках збуджується трифазна симетрична система фазних напруг $u_{aN}(t)$, $u_{bN}(t)$, $u_{cN}(t)$ (надалі $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$) (рис. 4.3, а).

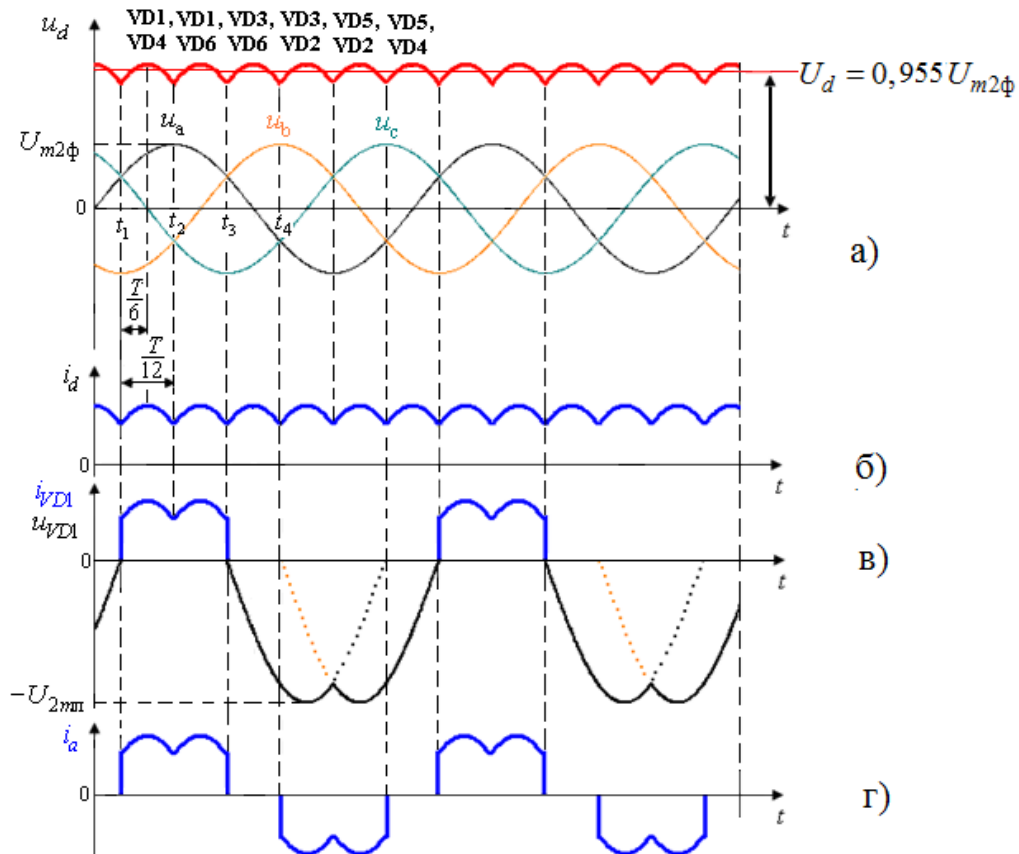


Рис. 4.4. Часові діаграми до пояснення роботи схеми Ларіонова: трифазна система напруг на вторинних обмотках трансформатора і випрямлена напруги (а), випрямлений струм (б), напруга на діоді $VD1$ та струм через діод (в), струм через обмотку N_a трансформатора (г)

Ці напруги прикладені до анодів катодної групи діодів $VD1$, $VD3$, $VD5$ та катодів анодної групи діодів $VD2$, $VD4$, $VD6$ відносно нульової точки N вторинних обмоток трансформатора. При роботі схеми у **провідному стані завжди знаходяться два діоди**: один із катодної групи, а інший – із анодної групи. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш позитивною на даний момент напругою до фази з найбільш

негативною напругою. У будь-який момент у катодній групі відкритий той вентиль, який має на аноді найбільший додатний потенціал відносно точки N, а у анодній групі – вентиль, потенціал катода якого найменший. Комутація струму з одного вентиля на інший у кожній групі відбувається в моменти, коли зрівнюються фазні напруги вторинних обмоток трансформатора (на рис. 4.3 в моменти t_1, t_3, \dots у катодній групі, в моменти t_2, t_4, \dots в анодній групі). Кожен із вентилів відкритий протягом $1/3$ періоду, працюючи по черзі з двома вентилями іншої групи. Наприклад, на часовому інтервалі $t_1 - t_2$ ($1/6$ періоду) найбільше додатне значення має напруга $u_a(t)$, а найменше від’ємне – напруга $u_b(t)$ фази b. Внаслідок цього струм проходить через обмотку фази Na, через вентиль VD1, далі через навантажувальний резистор R_n і вентиль VD4 до вузла b, далі через фазу b. Нехтуючи спадом напруги на відкритих діодах VD1 і VD4, можна вважати, що напруга на навантаженні дорівнює лінійній напрузі $u_{ab}(t)$, яка на $T/12 = 30^\circ$ випереджає фазну напругу $u_a(t)$ і має амплітуду у $\sqrt{3}$ разів більшу. На наступних часових інтервалах, кожен з яких дорівнює $1/6$ періоду напруги мережі, працюють по черзі пари інших діодів.

Почергова робота різних пар вентилів у схемі призводить до появи на навантаженні випрямленої напруги, яка в будь-який момент часу дорівнює одній із лінійних напруг. Крива зміни випрямленої напруги збігається з обвідною додатних і відображених симетрично осі часу від’ємних півхвиль лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора (рис. 4.5). Струм $i_d(t)$ через активне навантаження R_n повторює форму випрямленої напруги і весь час проходить в одному напрямку (рис. 4.4,б).

Пояснення. Пригадаємо, що на векторній діаграмі напруг прямої послідовності для джерела, три фази якого з’єднані зіркою, лінійні напруги утворюють рівносторонній трикутник, а фазні – це відрізки медіан (рис.

4.5,а). Амплітуди лінійних напруг у $\sqrt{3}$ більші за амплітуди фазних напруг, відповідно і сторони трикутника у $\sqrt{3}$ більші від довжини векторів фазних напруг. За векторною діаграмою легко визначити фазні зсуви між фазними і лінійними напругами. Наприклад, лінійна напруга $u_{AB}(t)$ випереджає фазну напругу $u_{AN}(t)$ на кут 30° (вектор \vec{U}_{AB} випереджає вектор \vec{U}_{AN} на кут 30°). З урахуванням фазних зсувів можна побудувати суміщені часові діаграми фазних і лінійних напруг (рис. 4.2,б)). На рисунку 4.5,б зображені суміщені часові діаграми фазних і лінійних напруг, а також пунктиром напруги, які протифазні лінійним (мають з ними зсув фаз у 180°). Наприклад, напруга $u_{AC}(t)$ протифазна напрузі $u_{CA}(t)$ і відстає від фазної напруги $u_{AN}(t)$ на кут 30° .

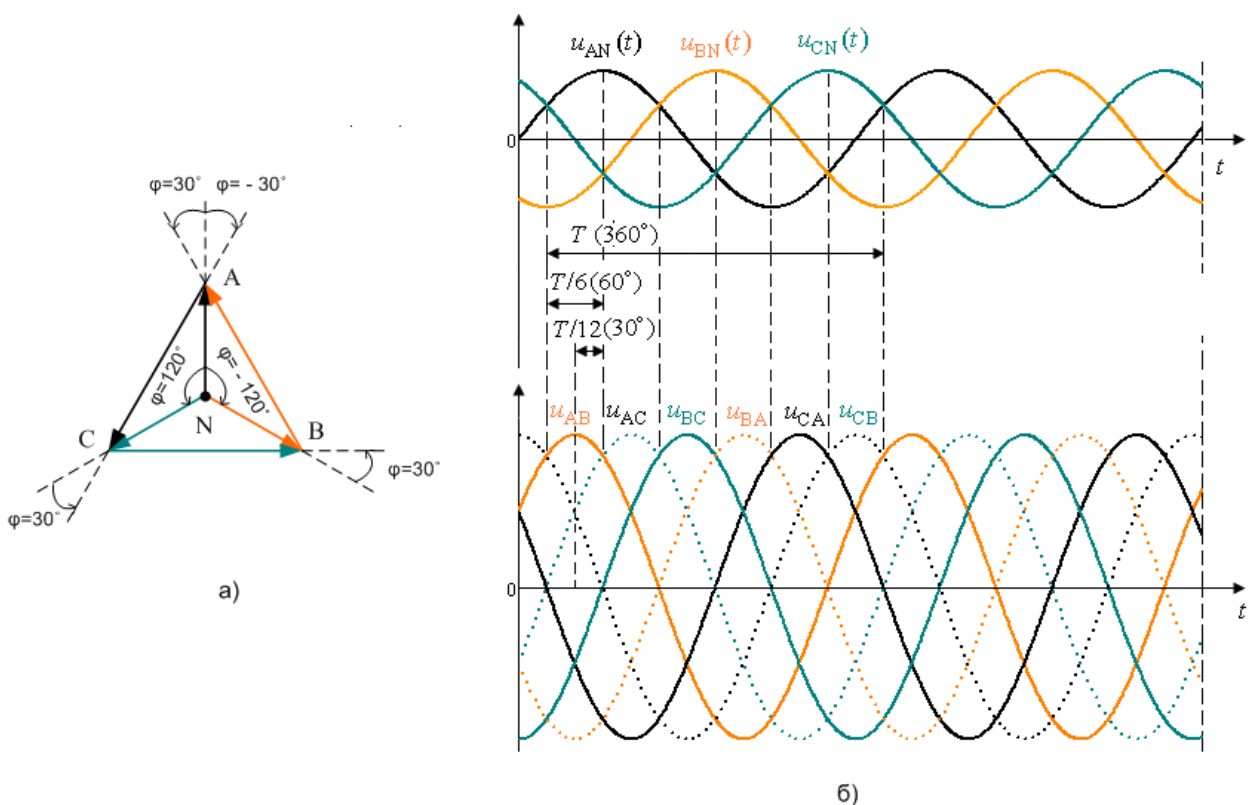


Рис. 4.5. Векторна діаграма (а) та часові діаграми фазних (б) та лінійних напруг (в) на вторинних обмотках трифазного трансформатора, сполучених зіркою

На рис. 4.4 наведені часові діаграми струму через діод VD1, який проходить протягом 1/3 періоду (рис. 4.4,в), та струму $i_a(t)$ через одну вторинну обмотку трансформатора, який проходить протягом 2/3 періоду, 1/3 періоду приймаючи додатні значення, 1/3 періоду – від’ємні, 1/3 періоду – нульові (рис. 4.4,г)).

Основні параметри схеми Ларіонова.

1. Якість вихідної енергії:

- **частота пульсацій** $f_{\Pi} = 6f_1$. Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів (для промислової мережі становить 300 Гц);

- **пульсність** $m = 6$. За один період струму мережі відбувається шість пульсацій випрямленої напруги;

- **середнє значення випрямленої напруги** $U_d = \frac{3}{\pi} U_{m2л} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m2ф}$,

де $U_{m2л}$ – амплітудне значення лінійної напруги на вторинній обмотці трансформатора, $U_{m2ф}$ – амплітудне значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Доведення.

1-й спосіб. Спектральний склад випрямленої напруги визначається розкладанням в ряд Фур’є пульсуючої вихідної напруги:

$$u_d(t) = U_{m2л} \left[\frac{3}{\pi} + \frac{3 \cdot 2}{5 \cdot 7 \pi} \cos(6\omega t) - \frac{3 \cdot 2}{11 \cdot 13 \pi} \cos(12\omega t) + \dots \right]. \quad (4.6)$$

У розкладанні в ряд Фур’є нульова гармоніка дорівнює $\frac{3}{\pi} U_{m2л} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{m2ф} \cong 1,65 U_{m2ф} \cong 2,34 U_{2ф}$, де $U_{2ф}$ – діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора. Середнє значення випрямленої напруги вдвічі більше, ніж в схемі Міткевича.

2-й спосіб. Середнє значення обчислюється для інтервалу повторюваності випрямленої напруги $\pi/3$:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} u_{2л}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} U_{m2л} \sin(\omega t) dt = -\frac{U_{m2л}}{\pi/3} \cos(\omega t) \Big|_{\pi/3}^{2\pi/3} = \\ = \frac{3U_{m2л}}{\pi} \cong 0,955U_{m2л}.$$

– **коефіцієнт пульсації вихідної напруги** $k_{\pi} = 0,057$. За формулою (3.3):

$$k_{\pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = \frac{2}{35} = 0,057. \quad (4.7)$$

2. Параметри вентиляльних елементів:

– **середнє значення струму** через вентиляльний елемент, який протікає через кожний вентиляльний елемент протягом третини періоду напруги на вторинній обмотці трансформатора:

$$I_a = \frac{I_d}{3} \cong \frac{U_d}{3R_H} = \frac{U_{m2л}}{\pi \cdot R_H} = \frac{\sqrt{3}U_{m2ф}}{\pi \cdot R_H}. \quad (4.8)$$

– **максимальне значення зворотної напруги** на вентиляльному елементі (різниця потенціалів катода і анода) за абсолютним значенням дорівнює амплітуді лінійної напруги на вторинній обмотці трансформатора і майже дорівнює середньому значенню випрямленої напруги:

$$U_{зв\max} = -U_{m2л} = -\frac{U_d}{3/\pi} = -\frac{\pi}{3}U_d \cong -1,05U_d. \quad (4.9)$$

3. Потужність трансформатора: $S_{тр} = 1,05 P_d$. Розрахункова потужність трансформатора всього на 5% більша від потужності у навантаженні, чим досягається значне зменшення розмірів і маси трансформатора. У схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу,

оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках.

Перевагами трифазної мостової схеми порівняно з трифазною нульовою схемою є ефективне використання трансформатора. Розрахункова потужність трансформатора всього на 5% більша від потужності у навантаженні, чим досягається значне зменшення розмірів і маси трансформатора; менша величина і більш висока частота пульсацій випрямленої напруги, що дозволяє значно зменшити розміри, масу і вартість згладжувального фільтра. Часто використовують схему Ларіонова без фільтра. За рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази більше (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора).

Збільшена кількість діодів у схемі Ларіонова (у два рази більша, ніж в схемі Міткевича) несуттєва, оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який в схемі Міткевича повинен бути приблизно на сорок відсотків потужнішим.

6.1.4. Пасивні згладжувальні фільтри

Електричними фільтрами називають електричні пристрої, які безперешкодно пропускають струми одних частот і затримують або пропускають з великим загасанням струми інших частот. **Енергетичні** фільтри широко застосовують в силовій електроніці для покращення якості вихідної енергії джерел енергії постійного струму і напруги. Енергетичні фільтри розміщують після вентильних схем, їхнє призначення – передавати у навантаження корисну постійну складову U_d пульсуючої напруги і максимального послаблювати змінну складову. Звідси інша назва енергетичних фільтрів – згладжувальні фільтри.

Фільтр має забезпечити певне згладжування пульсуючої напруги. Отже, якість згладжувального фільтра можна оцінити, порівнюючи коефіцієнти пульсації на вході та на виході фільтра. **Основним параметром** згладжувальних фільтрів, який кількісно оцінює їхні фільтруючі властивості, є **коефіцієнт згладжування** $k_{згл}$, який визначає відношення коефіцієнта пульсації вхідної напруги фільтра до коефіцієнта пульсацій вихідної напруги фільтра згідно виразу (3.4) $k_{згл} = k_{п\text{ вх}} / k_{п\text{ вих}}$.

В схемах пасивних фільтрів використовують реактивні елементи (катушки індуктивності та конденсатори), опори яких залежать від частоти сигналу. Такі фільтри накопичують енергію протягом частини періоду зміни напруги на вході випрямляча, а протягом іншої частини періоду віддають енергію у навантаження.

Ємнісний фільтр утворюється конденсатором, увімкненим до вихідних клем схеми випрямлення паралельно до навантаження (рис. 4.6,а).

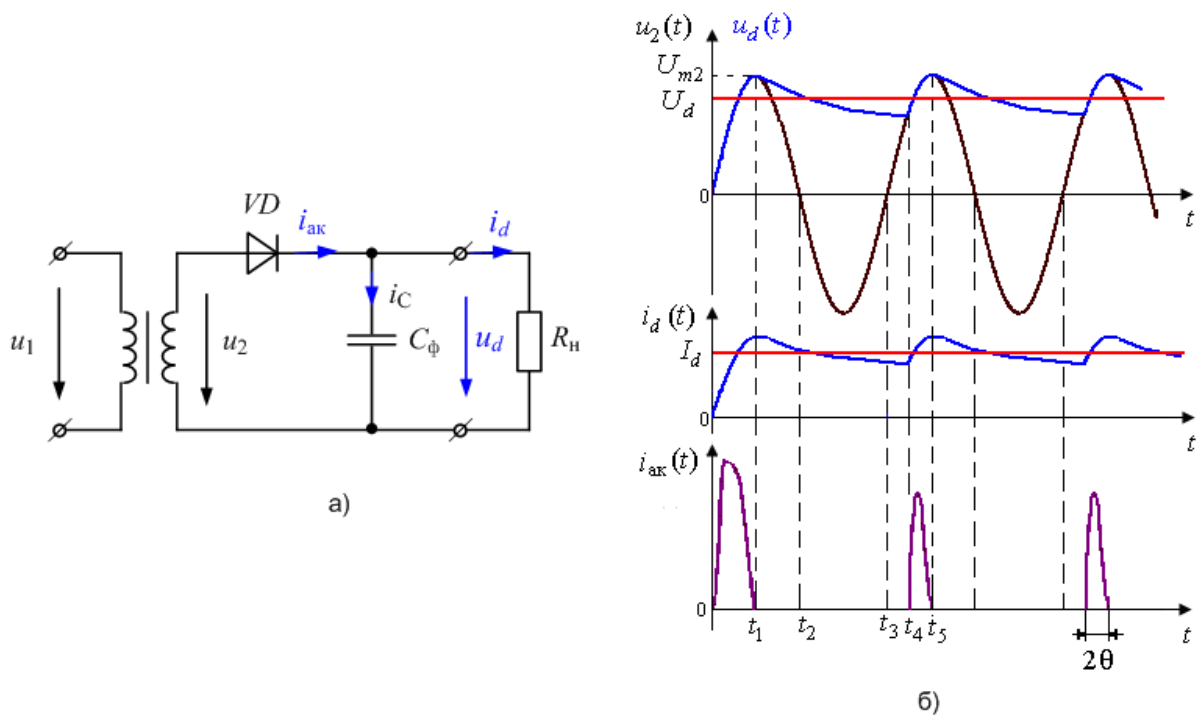


Рис. 4.6. Однофазний однопівперіодний випрямляч з ємнісним фільтром: схема (а), часові діаграми напруг і струму (б)

Напруга на навантаженні $u_d(t)$ за наявності фільтра є водночас напругою на конденсаторі, отже, визначається процесами заряду і розряду конденсатора. Одразу після комутації ВДЕ до мережі під час дії додатної півхвилі напруги $u_2(t) = U_{m2} \sin \omega t$ на вторинній обмотці трансформатора до діода прикладається пряма напруга, тому вентиль відкривається і струм, що протікає через VD , ділиться на дві складові: одна i_d протікає через навантаження, інша $i_C(t)$ – через конденсатор з ємністю C_ϕ :

$$i_{ak}(t) = i_d(t) + i_C(t) = \frac{U_{m2}}{R} \sin \omega t + \omega C_\phi U_{m2} \cos \omega t. \quad (4.10)$$

На інтервалі часу $0 - t_1$ при збільшенні миттєвих значень $u_2(t)$ конденсатор заряджається. В момент t_1 напруга на конденсаторі досягає максимального значення. На часовому інтервалі $t_1 - t_2$ продовжує діяти додатна півхвиля напруги $u_2(t)$, але миттєві значення цієї напруги зменшуються. Згідно другого закону комутації напруга на конденсаторі не може змінитися стрибком. Це означає, що додатний потенціал анода за значенням стає меншим від потенціалу катода VD , який визначається зарядом конденсатора. Діод закривається, струм через вторинну обмотку трансформатора не протікає. В цей же час конденсатор розряджається через опір навантаження R_H , причому струм через навантаження протікає у тому самому напрямі, що і до моменту t_1 . На часовому інтервалі $t_2 - t_3$ діод закритий зворотною напругою від'ємної півхвилі напруги $u_2(t)$ і напруга на навантаженні підтримується виключно завдяки розряду конденсатора. На часовому інтервалі $t_3 - t_4$ миттєві значення додатної півхвилі напруги $u_2(t)$ на аноді залишаються меншими від потенціалу катода, тому діод не відкривається і триває розряд конденсатора на навантаження.

В момент t_4 значення $u_2(t)$ і напруги на конденсаторі зрівнюються.

На часовому інтервалі $t_4 - t_5$ миттєві значення додатної півхвилі напруги $u_2(t)$ перебільшують значення напруги на конденсаторі, отже, діод відкривається і пропускає струм, який підзаряджає конденсатор і протікає через навантаження. Далі процес повторюється.

Таким чином, після комутації до мережі конденсатор виконує роль резервуара енергії, яку він віддає у навантаження, коли струм через вентиль не тече. Напруга на навантаженні має згладжений плавний характер (рис. 4.6,б). Якщо конденсатор розряджається повільно, то напруга $u_d(t)$ наближається до постійної.

Перехідний процес після вмикання кола RC до джерела постійної ЕРС E описується рівнянням (4.11):

$$u_C(t) = E - (E - U_0)e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (4.11)$$

де U_0 – напруга на конденсаторі до початку перехідного процесу, $\tau = RC$ – стала часу кола, тобто час за який значення вільних складових напруги і струму зменшуються у $e \cong 2,718$ разів.

У разі розряду фільтра-конденсатора з ємністю C_ϕ на активне навантаження R_n (коротке замикання кола $R_n C_\phi$) напруга на конденсаторі змінюється за експонентою:

$$u_C(t) = U_{m2} e^{-\frac{t}{R_n C_\phi}}. \quad (4.12)$$

Чим більші значення мають ємність конденсатора і опір навантаження, тим краще згладжується крива напруги $u_d(t)$ і тим ближче значення U_d до амплітуди U_{m2} . Для якісного згладжування необхідно, щоб стала часу кола перебільшувала період напруги мережі у кілька разів:

$$\tau = R_n C_\phi \gg T. \quad (4.13)$$

Струм через вентиль $i_{\text{ак}}(t)$ протікає короткими імпульсами тільки під час заряду конденсатора. Імпульси струму через діод можуть значно перевищувати середнє значення випрямленого струму I_d , що треба враховувати при виборі діоду для схеми випрямлення.

Зручно аналізувати струм $i_{\text{ак}}(t)$ як суму постійної складової і змінної $i_{\text{ак}}(t) = I_d + i_{\approx}(t)$. Постійна складова I_d не може протікати через конденсатор і повністю протікає через навантаження. Змінна складова вхідного струму проходить частково через навантаження, а частково через конденсатор. Для того, щоб гармонічні складові повністю протікали через конденсатор, потрібно обрати ємність конденсатора настільки великою, щоб ємнісний опір був би значно менший за опір навантаження:

$$X_C = \frac{1}{\omega C_{\phi}} \ll R_{\text{н}}. \quad (4.14)$$

Умова (4.14) зводиться до (4.13):

$$\frac{1}{\frac{2\pi}{T} C_{\phi}} \ll R_{\text{н}} \rightarrow \frac{T}{2\pi C_{\phi}} \ll R_{\text{н}} \rightarrow T \ll 2\pi R_{\text{н}} C_{\phi}.$$

Отже, у разі заданого опору навантаження величину C_{ϕ} обирають з таким розрахунком, щоб виконувалося співвідношення (4.13). Чим більша ємність конденсатора, тим повільніше він розряджається і тим менші пульсації випрямленої напруги, однак, зі збільшенням ємності зростають габаритні розміри конденсатора, а отже, всього випрямляча у цілому.

Коефіцієнт згладжування визначимо через струми:

$$k_{\text{згл}} = \frac{k_{\text{пвх}}}{k_{\text{пвих}}} = \frac{\frac{I_{\approx d'(1)}}{I_d}}{\frac{I_{mR_{\text{н}}(1)}}{I_d}} = \frac{I_{\approx d'(1)}}{I_{mR_{\text{н}}(1)}} \cong \frac{I_{mC_{\phi}(1)}}{I_{mR_{\text{н}}(1)}} = \frac{R_{\text{н}}}{\frac{1}{\omega C_{\phi}}} = \omega C_{\phi} R_{\text{н}}, \quad (4.15)$$

де $I_{\approx d'(1)}$ – амплітуда основної гармоніки пульсуючого струму після вентильного блоку перед фільтром, $I_{mR_H(1)}$ – амплітуда основної гармоніки струму через активне навантаження. У разі якісного згладжування гармоніки пульсуючого струму замикаються тільки через конденсатор, тому $I_{\approx d'(1)} \cong I_{mC_\Phi(1)}$. Зважаючи на те, що відношення струмів у паралельних вітках обернено пропорційне до відношення опорів цих віток, отримуємо вираз для коефіцієнта згладжування (4.15).

При застосуванні ємнісних фільтрів для згладжування напруги, випрямленої двопівперіодним вентильними схемами, конденсатор підзаряджається на кожному півперіоді напруги мережі струмом, що по черзі пропускають діоди (рис. 4.7).

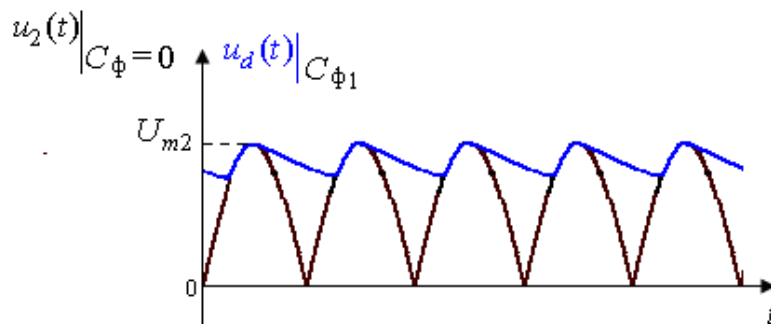


Рис. 4.7. Форма напруги на активному навантаженні двопівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

До **недоліків** ємнісних фільтрів слід віднести погіршення згладжувальної дії зі збільшенням потужності навантаження та великий імпульс струму через діод одразу після вмикання випрямляча до мережі. Збільшення потужності у разі незмінного значення напруги означає зменшення опору навантаження, що веде до зменшення сталої часу фільтра, прискоренню розряду конденсатора і збільшенню пульсацій випрямленої напруги. Вищезазначені недоліки обумовлюють застосування ємнісних фільтрів у малопотужних випрямлячах до 300 (Вт).

Індуктивний фільтр являє собою дросель L_Φ , увімкнений послідовно з навантаженням R_H (рис. 4.8,а)). Осердя дроселя виготовляють з повітряним проміжком, щоб зменшити підмагнічування постійною складовою струму.

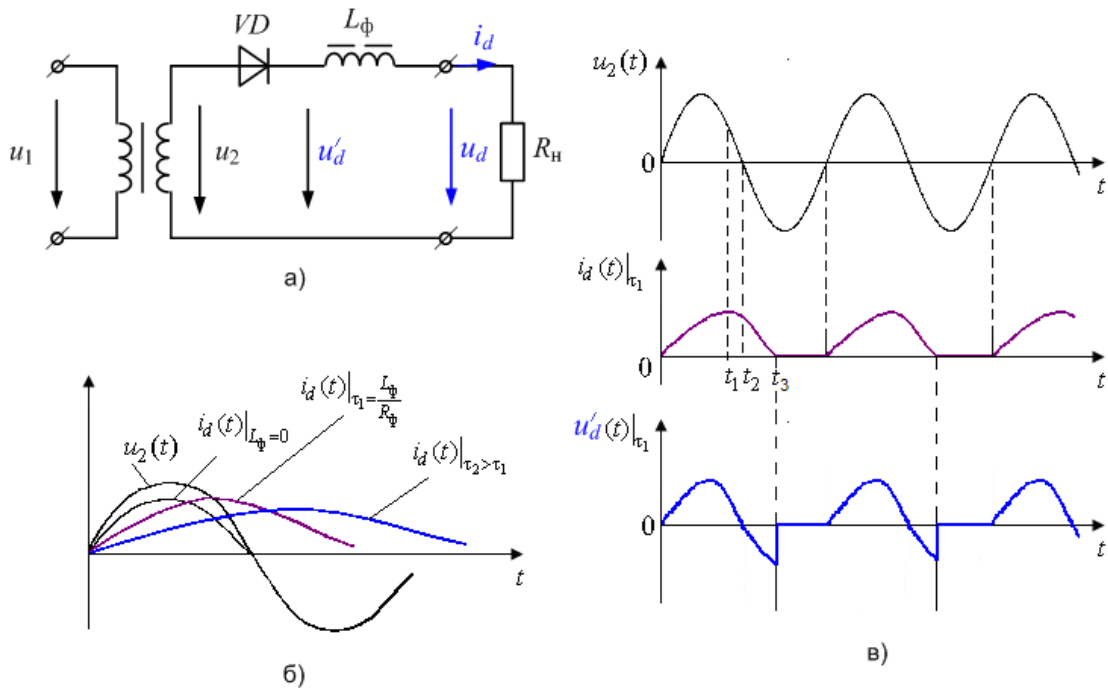


Рис. 4.8. Схема однопівперіодного випрямляча

з індуктивним фільтром (а) та часові діаграми струмів (б) і напруг (в)

Робота фільтра ґрунтується на використанні явища самоіндукції, коли внаслідок змін струму через навантаження і дросель виникає ЕРС самоіндукції, яка завжди перешкоджає змінам струму, як наростанню струму, так і його спаданню. Дросель накопичує енергію у ті моменти часу, коли струм через навантаження зростає, і віддає її, підтримуючи сталу складову струму через навантаження, коли струм $i_d(t)$ починає зменшуватися. Таким чином, відбувається згладжування пульсацій струму.

На інтервалі часу $0 - t_1$ струм, виникнувши в момент відкриття вентиля, зростає повільніше, ніж відбувається збільшення напруги, а

енергія $W = \frac{L_\Phi \cdot i^2(t)}{2}$ накопичується у магнітному полі дроселя. Коли

струм досягає максимального значення у момент t_1 , ЕРС самоіндукції $e_{L_\Phi}(t) = -L_\Phi \frac{di(t)}{dt}$ зменшується до нульового значення. На наступному часовому інтервалі $t_1 - t_3$ ЕРС самоіндукції змінює напрям і підтримує струм, що поступово зменшується. Струм продовжує протікати через навантаження деякий час навіть після зміни полярності напруги на вторинній обмотці трансформатора в момент t_2 (рис. 4.8,в)) за рахунок позитивної ЕРС самоіндукції, що виникає в індуктивності L_Φ при зменшенні струму навантаження і компенсує негативну напругу $u_2(t)$ і падіння напруги на діоді. На часовому інтервалі $t_2 - t_3$ напруга на виході вентилі $u'_d(t)$ приймає від'ємні значення (рис. 4.8, в).

Чим більша стала часу $\tau = L_\Phi / R_H$, тим більше розтягнутий у часі імпульс струму (рис. 4.8,б)). Середнє значення випрямленої напруги буде меншим, ніж U_d в схемі без фільтра при активному навантаженні, тому що на часовому інтервалі $t_2 - t_3$ напруга $u_d(t)$ приймає від'ємні значення (рис. 4.8, в). Зменшення пульсацій струму вимагає виконання умови (4.16), тобто збільшення габаритів фільтра, але при цьому зменшується середнє значення випрямленої напруги:

$$\tau = \frac{L_\Phi}{R_H} \gg T, \quad (4.16)$$

де T – період змінної напруги на вході випрямляча.

Внаслідок вищезазначеного в однопівперіодних випрямлячах індуктивність не застосовують в якості фільтра. При застосуванні індуктивного фільтру після двопівперіодних схем випрямлення на відміну від чисто активного навантаження струм і напруга на навантаженні стають більш плавними у порівнянні з активним навантаженням (рис. 4.9). Струм через кожний вентиль не встигає зменшитися до нуля за півперіод, коли

діод відкритий, а перехід струму з одного вентиля на інший відбувається у ті самі моменти, що і в разі роботи схеми без фільтра.

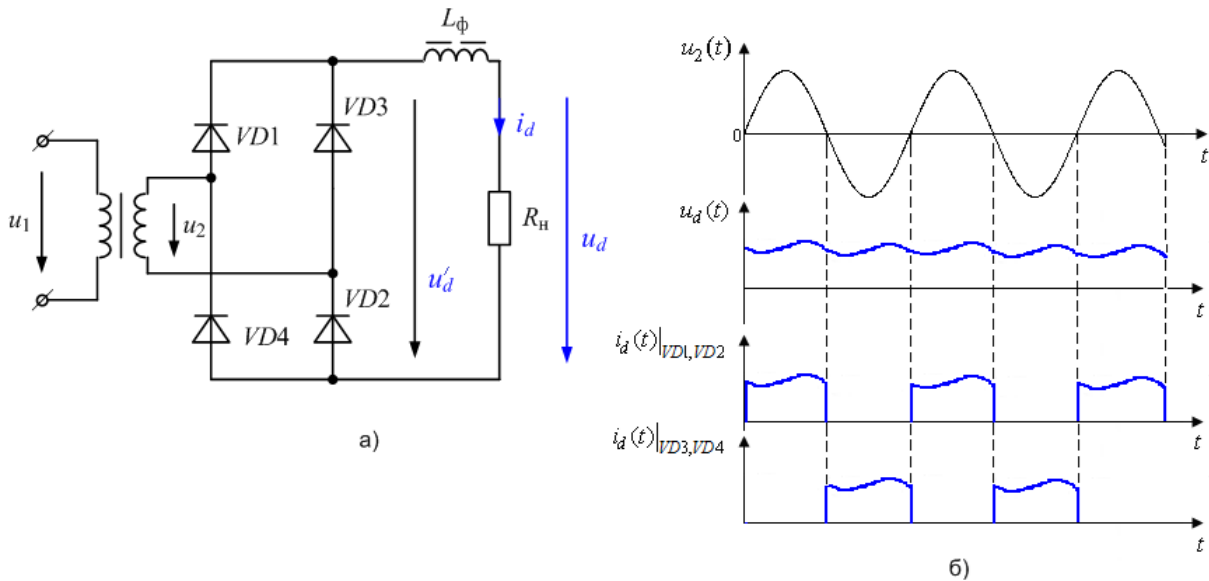


Рис. 4.9. Мостова схема однофазного випрямляча з індуктивним фільтром (а) та часові діаграми напруг і струмів (б)

Нехтуючи перехідними процесами при комутаціях діодів, можна вважати, що форми струмів через відкриті діоди наближаються до прямокутних однополярних імпульсів (рис. 4. 9,б), а через вторинну обмотку трансформатора проходить струм, що має форму різнополярних прямокутних імпульсів.

Амплітуда кожної із гармонік струму навантаження визначається виразом (4.17):

$$I_{m(k)} = \frac{U_{m(k)}}{\sqrt{(R_n + R_{др})^2 + (k\omega_{(1)}L_\phi)^2}}, \quad (4.17)$$

де $k = 1, 2, 4, 6, \dots$ – номер гармонічної складової.

Зростання індуктивного опору дроселя зі збільшенням номера гармоніки веде до суттєвого зменшення амплітуд вищих гармонік. Кажуть, що дросель створює великий опір змінним складовим струму. Для якісного

згладжування потрібно, щоб індуктивний опір дроселя для будь-якої змінної складової струму був би набагато більшим за опір навантаження:

$$X_L = \omega L_\Phi \gg R_H. \quad (4.18)$$

Коефіцієнт згладжування визначаємо через напруги. За умови нехтування активним опором дроселя і вибору $X_L = \omega L_\Phi \gg R_H$ коефіцієнт згладжування для індуктивного фільтра визначають із співвідношення:

$$k_{згл} = \frac{k_{пвх}}{k_{пвих}} = \frac{\frac{U_{\approx d'(1)}}{U_d}}{\frac{U_{mR_H(1)}}{U_d}} = \frac{U_{\approx d'(1)}}{U_{mR_H(1)}} = \frac{\sqrt{R_H^2 + (\omega L_\Phi)^2}}{R_H} \cong \frac{\omega L_\Phi}{R_H}, \quad (4.19)$$

де $U_{\approx d'(1)}$ – амплітуда основної гармоніки пульсуючої напруги після вентильного блоку, $U_{mR_H(1)}$ – амплітуда основної гармоніки напруги на активному навантаженні.

До **переваг** індуктивних фільтрів слід віднести покращення згладжувальної дії зі збільшенням потужності навантаження та відсутність великих імпульсів струму через діод, тому що струм весь час протікає рівномірно. До **недоліків** індуктивних фільтрів слід віднести менше середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, ніж у схемі з ємнісним фільтром, та великі габарити і більшу вартість у порівнянні з ємнісним фільтром. Індуктивні фільтри доцільно застосовувати у потужних випрямлячах за великих струмів і малих значень опору навантаження.

Для забезпечення великих коефіцієнтів згладжування застосовують **комбіновані LC-фільтри**. Найширшого використання набули: одноланковий Г-подібний фільтр (рис. 4.10,а)), в якому послідовно з опором навантаження вмикають дросель, а паралельно навантаженню –

конденсатор; П-подібний фільтр (рис. 4.10,б)); Т-подібний фільтр (рис. 4.10,в)); дволанковий Г-подібний фільтр (рис. 3.13,г)).

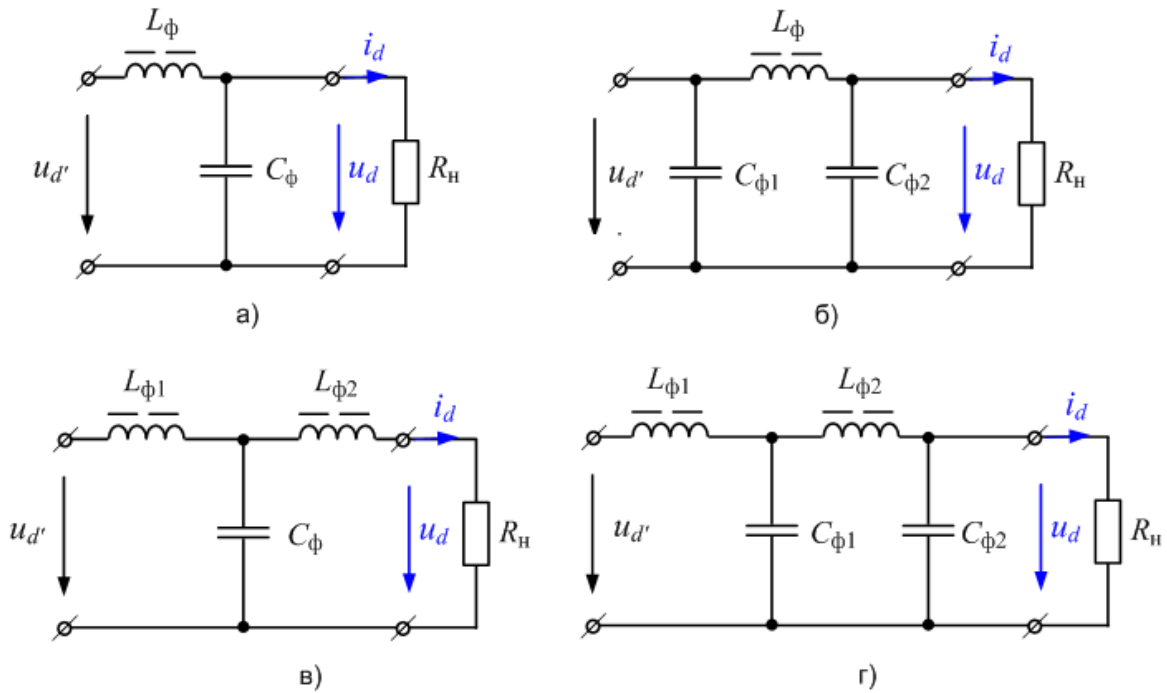


Рис. 4.10. Схеми комбінованих фільтрів: Г-подібний одноланковий (а), П-подібний (б), Т-подібний (в), Г-подібний дволанковий (г)

Якщо комбінований фільтр представити як послідовно з'єднані окремі найпростіші фільтри (індуктивний, ємнісний), то загальний коефіцієнт згладжування дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування окремих фільтрів, оскільки для кожної ланки вхідною напругою є вихідна напруга попередньої ланки:

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{згл}1} \cdot k_{\text{згл}2} \cdot k_{\text{згл}3} \cdot \dots \cdot k_{\text{згл}n}. \quad (4.20)$$

Для одноланкового Г-подібного фільтра коефіцієнт згладжування за умови $X_C = \frac{1}{\omega C_\phi} \ll R_H \ll X_L = \omega L_\phi$ має значення (4.21):

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{згл}C_\phi} \cdot k_{\text{згл}L_\phi} = \omega C_\phi R_H \cdot \frac{\omega L_\phi}{R_H} = \omega^2 L_\phi C_\phi. \quad (4.21)$$

Якщо перед Г-подібним фільтром увімкнений конденсатор (рис. 4.10,б)), то фільтр називають П-подібним, а його коефіцієнт згладжування має значення:

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{згл } C_{\phi 1}} \cdot k_{\text{згл } L_{\phi} C_{\phi 2}} = \omega C_{\phi 1} R_n \cdot (\omega^2 L_{\phi} C_{\phi 2}) = \omega^3 C_{\phi 1} C_{\phi 2} L_{\phi} R_n. \quad (4.22)$$

Вибір того чи іншого фільтра залежить від типу навантаження і бажаного коефіцієнта згладжування випрямленої напруги.

Лекція 5. Тиристори. Однофазні керовані випрямлячі

5.2.4. Тиристори

Тиристор (від грец. *thyra* – вхід, двері) – це напівпровідниковий прилад з трьома (або більше) *p-n*-переходами, який може знаходитися в одному із двох стійких станів. В одному стані тиристор має високу провідність, в іншому – низьку провідність. Перехід від одного стану до іншого здійснюється під дією зовнішніх сигналів. У відкритому стані опір тиристора незначний, і він добре проводить електричний струм; у закритому, навпаки, опір тиристора великий, і електричний струм крізь тиристор не проходить. Якщо тиристор увімкнений у коло змінного струму, то він відкривається і пропускає струм у навантаження лише тоді, коли миттєве значення напруги досягає певного рівня **напруги вмикання** або при подачі імпульсу струму на спеціальний керуючий електрод. Тиристори застосовують у керованих випрямлячах змінного струму й у різних пристроях автоматики як ключовий елемент.

Розрізняють багато типів конструктивних реалізацій структури тиристорів, які різняться за кількістю виводів, за способом і самою можливістю керування, за способом вимикання:

- диністор (діодний тиристор, міжнародний термін – діод Шоклі (**Shockley diode**) на честь винахідника цього приладу, Вільяма Шоклі

(William Shockley)). Не слід плутати діод Шоклі з діодом Шотткі, який має двошарову структуру метал-напівпровідник.

- симетричний диністор;
- триністор (тріодний тиристор);
- двоопераційний тиристор;
- симістор (симетричний тиристор);
- фототиристор;
- оптотиристор;
- лавинний тиристор;
- тиристор з польовим керуванням;
- інші.

Триністор (тріодний тиристор) (міжнародний термін – **Silicon-Controlled Rectifier (SCR)**), який частіше називають просто тиристором, складається з чотирьох шарів напівпровідникового матеріалу, тип провідності яких чергується (*p-n-p-n*-структура), і має три зовнішні електроди (рис. 5.1).

Тиристори виготовляються з кремнію. Область p_1 , в яку потрапляє струм із зовнішньої мережі, називають **анодом (А)**, область n_2 – **катодом (К)**. До них через металеві виводи (електроди) вмикають послідовно джерело зовнішньої напруги E_A й опір навантаження R_n . Внутрішні шари n_1 і p_2 називають **базами**. Концентрації домішок у базових областях значно менші, ніж в аноді та катоді. Структура має три *p-n*-переходи та електрод, приєднаний до одного із базових шарів. Цей вивід називають **керуючим електродом**. Залежно від того, яка із баз обрана керуючим електродом, розрізняють **тиристори з анодним і катодним керуванням**. За відсутності керуючого електрода прилад має назву диністор.

Тиристор можна перевести у провідний стан за наявності **двох чинників**: створення на аноді позитивного потенціалу відносно

потенціалу катода і подавання керуючого сигналу у вигляді струму керування у колі керуючого електрода.

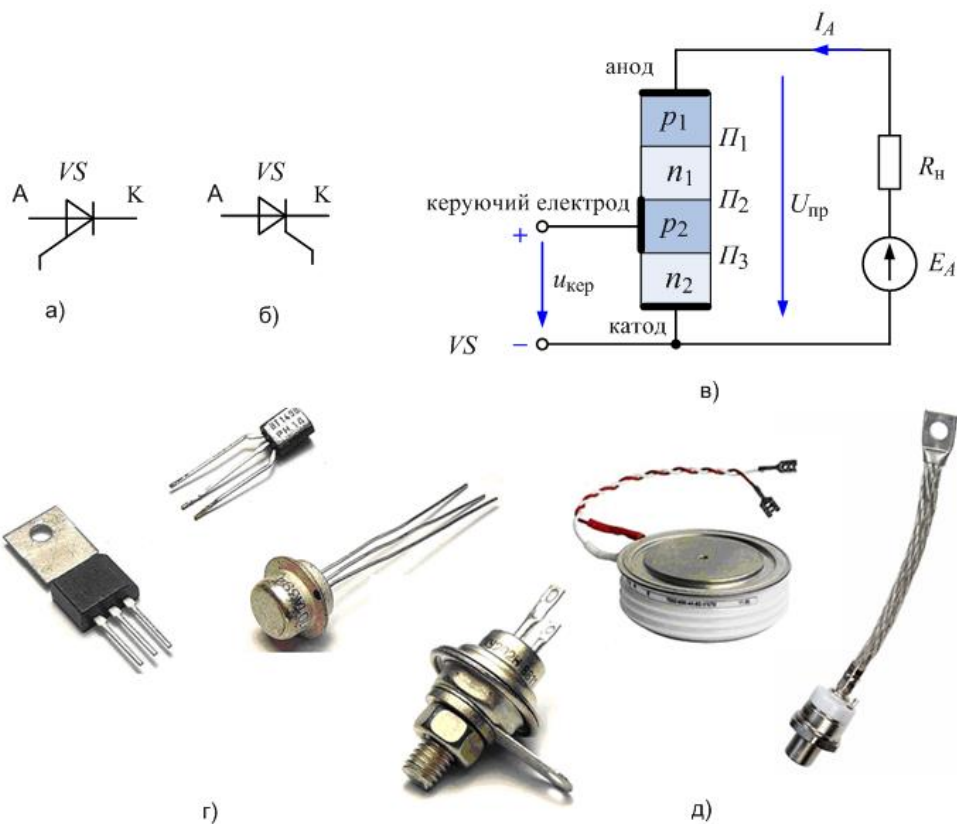


Рис. 5.1. Триністор: умовне позначення тиристорів з керуванням за анодом (а) і з керуванням за катодом (б); структура тиристора з керуванням за катодом і схема увімкнення в електричне коло (в); дискретні прилади: малопотужні (г) і силові з таблетним і штирьовим конструктивним виконанням (д)

Якщо на аноді потенціал незначно збільшиться порівняно з потенціалом катода, то p - n -переходи Π_1 і Π_3 відкриваються, в той час як перехід Π_2 буде закритим. Через прямо увімкнений перехід Π_1 інжектуються дірки із області p_1 у базу n_1 , досягають переходу Π_2 і переводяться його полем до бази p_2 . Через прямо увімкнений перехід Π_3 інжектуються електрони із області n_2 у базу p_2 , досягають переходу Π_2 і переводяться його полем до бази n_1 . Дірки, інжектвані із області p_1 , і

електрони, інжектовані із області n_2 , дрейфують через перехід Π_2 у протилежних напрямках, створюючи загальний малий струм I_A , що дорівнює зворотному струму через перехід Π_2 .

При збільшенні зовнішньої прямої напруги $U_{пр}$ струм через тиристор I_A спочатку незначно збільшується (ділянка 1–2 на ВАХ рис. 5.2). На опір переходу Π_2 впливають два взаємно протилежні процеси. З одного боку, збільшення напруги джерела $U_{пр}$ спричинює зростання зворотної напруги на переході Π_2 , що сприяє розширенню області переходу і збільшенню його опору. В той же час зростання прямої напруги на переходах Π_1 і Π_3 посилює інжекцію основних носіїв (дірок із області анода p_1 в базу n_1 і електронів із катода n_2 до бази p_2), які стають неосновними в базах і знижують потенціальний бар'єр колекторного переходу Π_2 , тим самим зменшуючи його опір. До точки 2 превалює процес збільшення опору, який все більше уповільнюється внаслідок посилення інжекції.

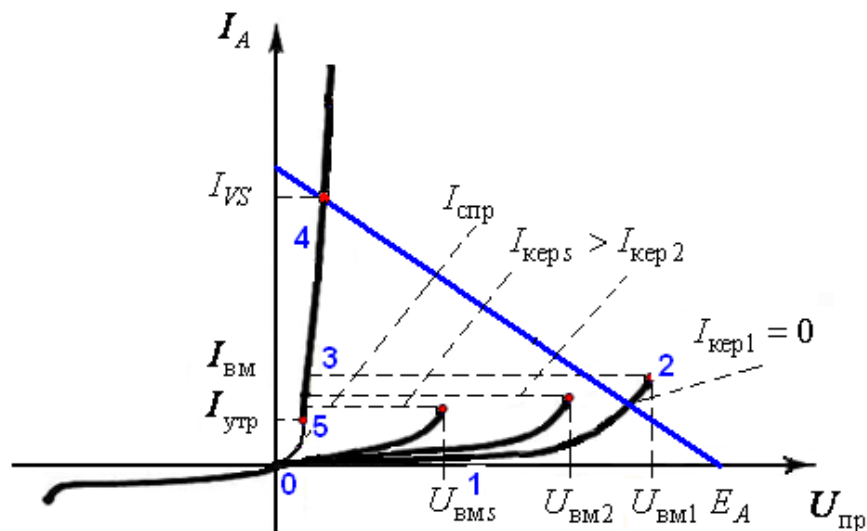


Рис. 5.2. Сім'я вольт-амперних характеристик триністора

При певному значенні прямої зовнішньої напруги $U_{пр} = U_{ВМ}$, яке називають **напругою вмикання**, носії заряду у переході Π_2

прискорюються настільки, що при зіткненні з атомами у запірному шарі p – n -переходу йонізують їх, спричинюючи лавинне розмноження носіїв заряду. Процес протікає лавиноподібно і відбувається **вмикання** тиристора: носії зарядів, що з'явилися в областях структури приладу внаслідок інжекції і лавинного розмноження, призводять до зменшення опору всіх областей структури, і спад напруги на приладі у цілому стає незначним. Режиму роботи при зменшенні напруги на приладі, тобто з **від'ємним опором на вольт-амперній характеристиці**, відповідає ділянка **2–3** (рис. 5.2). В момент вмикання тиристора струм I_A збільшується до значення **струму вмикання** I_{BM} .

Напругу вмикання U_{BM1} тиристора можна зменшити, якщо в коло будь-якої із баз (як правило, це p_2) ввести додаткову кількість носіїв заряду від зовнішнього джерела $E_{кер}$ через керуючий електрод. На рис. 5.1,в) показана схема увімкнення джерела $E_{кер}$ між катодом і керуючим електродам триністора, приєднаним до бази p_2 . Такий триністор називають тиристором з керуванням за катодом, тому що керуючий електрод приєднаний до бази, яка є найближчою до катода триністора. Струм керування $I_{кер}$ доставить у базу p_2 додаткову кількість носіїв заряду, що спричинить лавиноподібний процес вмикання тиристора.

Струм керування збільшує крутість ВАХ приладу на ділянці **1–2** (рис. 5.2). Чим більший струм керування $I_{кер}$, тим меншим є значення прямої напруга $U_{BM.s}$, яку достатньо прикласти між анодом і катодом тиристора для його увімкнення. Регулювання значення $I_{кер}$ дає змогу контролювати напругу вмикання $U_{BM.s}$ і вмикати тиристор **без зміни зовнішньої напруги**. Цей факт ілюструють вольт-амперні характеристики

триністора на рис. 5.2, що побудовані для різних значень струмів керування $I_{кер\ s}$.

Для певного значення струму керування $I_{спр}$ напруга вмикання має найменше значення. При цьому ділянка з негативним опором на прямій вітці ВАХ повністю зникає, спостерігається спрямлення ВАХ тиристора і характеристика наближається до прямої вітки ВАХ звичайного $p-n$ -переходу. Значення струму керування, яке спричинює перехід тиристора на спрямлену ділянку, має назву **струм спрямлення** $I_{спр}$. На практиці робоча напруга обирається меншою від максимальної напруги перемикавання $U_{вм}$, яка досягається при $I_{кер} = 0$, тому за відсутності струму керування тиристор знаходиться у закритому стані. У свою чергу, струм керування зазвичай вибирається більшим, ніж струм спрямлення.

Зворотна вітка вольт-амперної характеристики тиристора за відсутності керуючого струму аналогічна відповідній характеристиці діода.

Примітною особливістю тиристора є те, що прилад після перемикавання в стан з високою провідністю буде перебувати в цьому стані як завгодно довго навіть після зняття керуючого сигналу. Отже, **триністор є частково керованим приладом**:

- по-перше, тому що після увімкнення тиристора коло керування стає непотрібним і прилад сам себе підтримує в увімкненому стані;
- по-друге, тому що після увімкнення керуючий електрод губить свої керуючі властивості і вимкнути звичайний тиристор за колом керування неможливо. Звідси назва таких триністорів – одноопераційні тиристори.

Для того, щоб вимкнути тиристор, необхідно перервати струм через прилад на короткий проміжок часу, достатній для розсмоктування неосновних носіїв в зонах напівпровідникової структури (зменшити до

значення меншого, ніж $I_{\text{утр}}$). В інший спосіб потрібно змінити полярність зовнішньої напруги між анодом і катодом. При застосуванні будь-якого з методів вимикання високий опір переходу Π_2 відновлюється за час 10-30 (мкс). Якщо тиристор працює у колі змінного струму, то його вимикання відбувається автоматично в момент проходження напруги через нуль (**природна комутація** у колах змінного струму при зменшенні напруги мережі живлення до нуля).

Основні параметри триністорів:

- **напруга вмикання** $U_{\text{вм}}$, яка становить (20-1000) (В);
- **напруга керування** $U_{\text{кер } s}$ – постійна напруга на керуючому електроді, яка забезпечує постійний струм вмикання $I_{\text{кер } s}$;
- **максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги** $U_{\text{зв max}}$, яке може сягати 1000 (В);
- **струм вмикання** $I_{\text{вм}}$ – мінімальний струм через прилад, який забезпечує перемикання тиристора із закритого стану у відкритий і підтримку цього відкритого стану після припинення дії імпульсу прямої напруги;
- **максимальне середнє значення прямого струму** за заданих умов охолодження I_{max} , що становить (0,1-2000) (А);
- **струм утримання** – мінімальний прямий струм (0,01-1) (А) через увімкнений прилад, подальше зменшення якого переводить прилад у стан з високим опором;
- **струм спрямлення** $I_{\text{спр}}$ – мінімальний струм через керуючий електрод, який забезпечує виродження характеристики тиристора на характеристику звичайного діода (десятки міліамперів).

Імпульси керування тиристорами обирають короткими з крутими фронтами і тривалістю, більшою за час вмикання тиристора 15-20 (мкс).

Триністори використовують, здебільшого, як електронні ключі в керованих випрямлячах та регуляторах напруги і потужності (рис. 5.3). Прилади здатні практично без втрат комутувати ланцюги, за якими проходять струми в десятки і навіть сотні амперів. Однак, триністори мають одну суттєву незручність – проводять струм тільки в один бік, що обмежує їхнє використання в колах змінного струму.

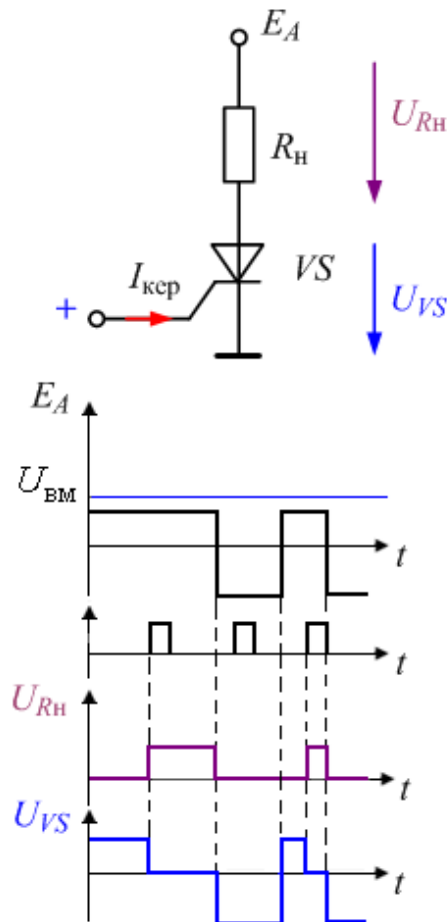


Рис. 5.3. Часові діаграми напруги на триністорі під час роботи в якості ключового елемента в схемах комутації

6.1.5. Однофазні керовані випрямлячі

Під час роботи випрямлячів величину середньої випрямленої напруги в більшості випадків практичних застосувань потрібно змінювати. Випрямлячі, які забезпечують не тільки випрямлення змінної напруги

(струму), але й керування середнім значенням випрямленої напруги (струму) називають **керованими випрямлячами**.

Відрегулювати значення випрямленої напруги можна на боці змінного струму (вході), на боці постійного струму (виході) і всередині джерела, використавши керовані вентильні елементи у вентильній схемі лінійних випрямлячів або відповідні схеми керування в імпульсних випрямлячах. В якості регулятора напруги на боці змінного струму застосовують автотрансформатори і трансформатори з кількома відводами від вторинної обмотки, магнітні підсилювачі. На боці постійного струму змінити середнє значення напруги можна, скориставшись стабілізаторами напруги (струму) безперервної або імпульсної дії чи дільниками напруги. У лінійних випрямлячах принцип регулювання середнього значення випрямленої напруги полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги. Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги, звідси назва методу – **фазо-імпульсний метод регулювання**.

Розглянемо реалізацію керованих лінійних випрямлячів, основними елементами яких є тиристори. Керовані лінійні випрямлячі дають змогу плавно змінювати середнє значення випрямленої напруги від номінального значення до нуля.

6.1.5.1. Робота керованого однопівперіодного випрямляча на активне навантаження

Вентильна схема **однопівперіодного випрямляча на активне навантаження** R_n являє собою один тиристор, увімкнений між вторинною обмоткою трансформатора і навантаженням (рис. 5.4).

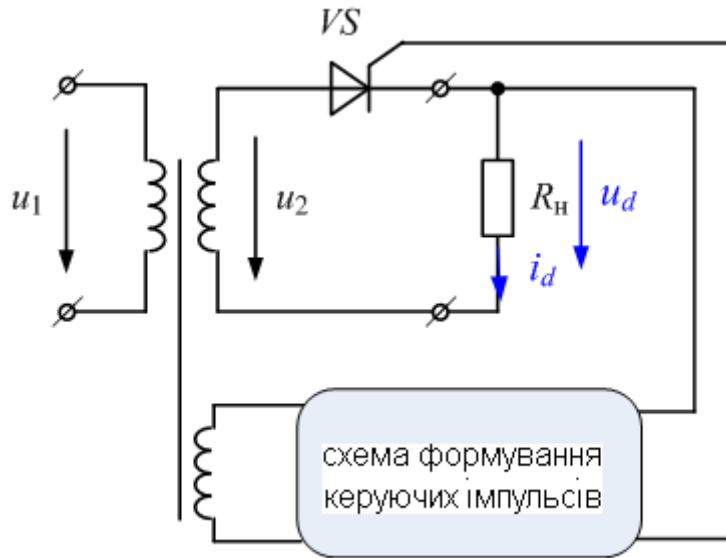


Рис. 5.4. Схема керованого однопівперіодного випрямляча

Керування середнім значенням вихідної випрямленої напруги зводиться до керування моментом відкривання тиристора. Це здійснюється короткими імпульсами з крутими фронтами (швидкість наростання 20-30 В/мкс), які надходять на керуючий електрод тиристора від схеми керування (рис. 5.4). Саме схема фазо-імпульсного керування формує керуючі імпульси потрібної форми і потужності, а також здійснює зсув за фазою імпульсу відносно напруги мережі. Якщо тиристор відкритий протягом усього півперіоду вхідної напруги, то на навантаженні напруга має пульсуючу форму, яка повністю аналогічна напрузі на виході некерованого однофазного випрямляча з середнім значенням випрямленої напруги $U_{d0} = U_{m2}/\pi$. З появою затримки відкривання тиристора середнє значення випрямленої напруги зменшується (рис. 5.5,а)). Інтервал-електричний кут α затримки відкривання тиристорів називають **кутом керування** або кутом запалювання. Чим більший кут керування, тим меншим є середнє значення випрямленої напруги $U_{d\alpha}$.

Пригадаємо, що тиристор відкривається при виконанні двох умов: 1) на тиристор подається пряма напруга ($u_{ак}(t) > 0$), 2) на керуючий електрод

тиристора надходить керуючий імпульс. Закривається тиристор при прикладанні від'ємної напруги між анодом і катодом або зменшенні струму через прилад до значення, меншого за струм утримання.

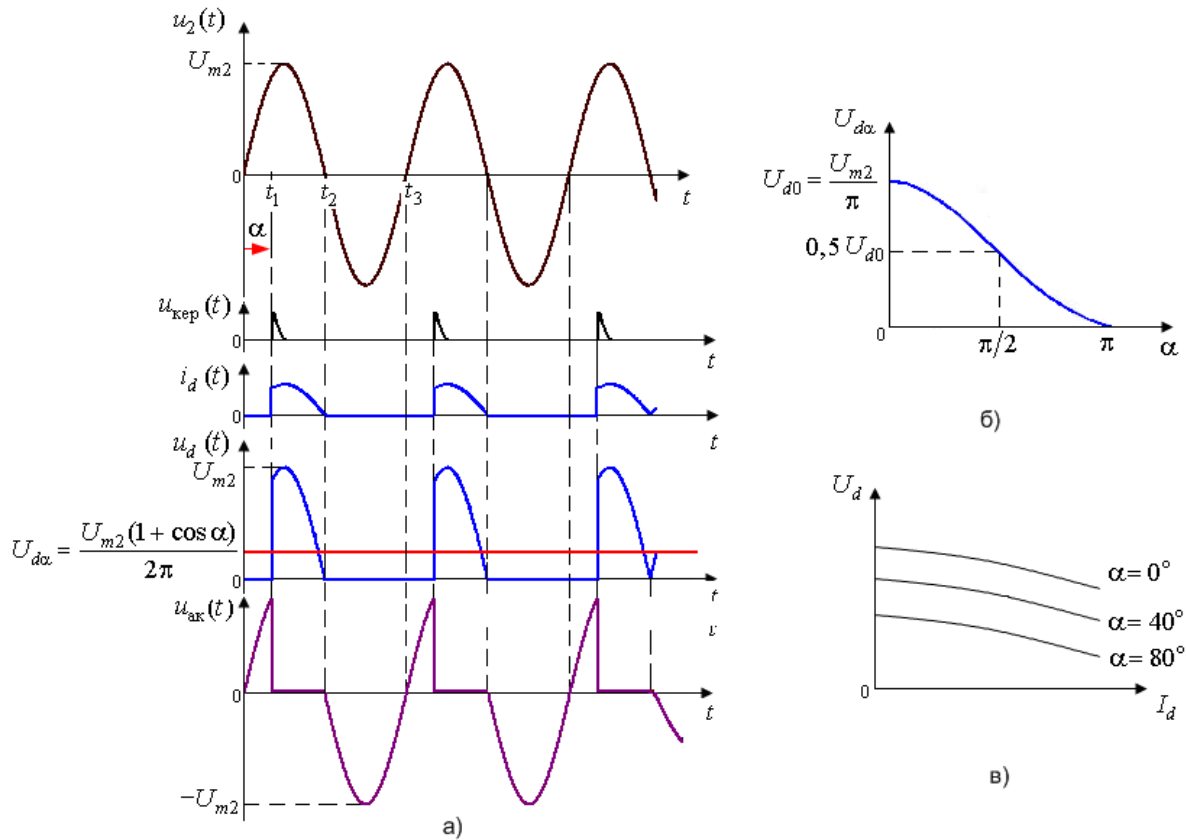


Рис. 5.5. До пояснення роботи керованого однопівперіодного випрямляча: часові діаграми напруг (а), регулювальна характеристика (б), сім'я навантажувальних характеристик (в)

Після подачі керуючого імпульсу $u_{кер}(t)$ в момент t_1 тиристор відкривається (рис. 5.5,а). Схема керування генерує у задані моменти часу імпульси заданої тривалості і амплітуди, якої достатньо для увімкнення тиристорів. На інтервалі часу $t_1 - t_2$ тиристор відкритий, його опір малий, струм $i_d(t)$ протікає через навантаження, тому спад напруги на відкритому тиристорі незначний і вся вхідна напруга $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t)$ (В) прикладена до активного навантаження. В момент t_2 тиристор закривається зворотною напругою. На інтервалі часу $t_2 - t_3$ тиристор

закритий, його опір великий, тому через закритий тиристор струм не проходить (тільки тепловий струм) і на VS спадає уся напруга $u_2(t)$ вторинної обмотки трансформатора. Для зміни середнього значення випрямленої напруги $U_{d\alpha}$ необхідно зсунути за фазою імпульс керування. Так, для зменшення значення $U_{d\alpha}$ необхідно подати імпульс з затримкою, тобто збільшити кут керування α .

Середнє значення випрямленої напруги на активному навантаженні в схемі керованого однопівперіодного випрямляча визначається із формули (5.1):

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_2(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{m2} \sin(\omega t) d\omega t = \\ &= -\frac{U_{m2}}{2\pi} \cos(\omega t) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{m2}(1 + \cos \alpha)}{2\pi} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \end{aligned} \quad (5.1)$$

де U_{m2} – амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, $U_{d0} = U_{m2}/\pi$ – середнє значення випрямленої напруги некерovanого однопівперіодного випрямляча.

Залежність середнього значення випрямленої напруги від кута керування $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ називають **регульовальною характеристикою** випрямляча (рис. 5.5,б)). Регулювання кута α може здійснюватися автоматично залежно від деякого параметра (струму або напруги навантаження, частоти обертання електроприводу та інших) або вручну. Діапазон зміни α в однофазних випрямлячах з активним навантаженням становить від $\alpha = 0$ до $\alpha = 180^\circ$.

Для керованого випрямляча будують сім'ю навантажувальних характеристик $U_d = f(I_d) \Big|_{\alpha=\text{const}}$ (рис. 5.5,в)). Кожна вітка сім'ї характеристик подібна до зовнішньої характеристики некерovanого однопівперіодного випрямляча (рис. 3.5,в)) і будується за виразом (5.2):

$$U_d = U_{d\alpha} - I_d(R_{ак} + R_2 + R_{пр}) = \frac{U_{m2}(1 + \cos \alpha)}{2\pi} - I_d R_{\Sigma}, \quad (5.2)$$

де $U_{d\alpha}$ – середнє значення випрямленої напруги для певного значення кута керування α у схемі випрямлення без втрат, $R_{ак}$ – активний опір прямо увімкненого тиристора, R_2 – активний опір проводу, з якого виготовлена вторинна обмотка трансформатора, $R_{пр}$ – активний опір з'єднувальних проводів, R_{Σ} – внутрішній опір випрямляча.

6.1.5.2. Робота керованого двопівперіодного випрямляча за мостовою схемою на активне навантаження

Аналогічно процесам у керованому однопівперіодному випрямлячі, тобто завдяки затримкам моментів проходження струму через вентиля, відбувається керування середніми значеннями випрямлених сигналів у двопівперіодних вентильних схемах на тиристорах: з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора і у мостовій схемі (рис. 5.6,а)). Осцилограми напруг і струмів у **керованій мостовій схемі** однофазного випрямляча показані на рис. 5.6,б).

На інтервалі часу $0 - t_1$ усі чотири тиристори закриті. При побудові осцилограм припускаємо, що тиристори мають ідентичні параметри, тому напруга вторинної обмотки трансформатора $u_2(t)$ розподілена порівну між тиристорами пар $VS1, VS2$ та $VS3, VS4$. Керуючий імпульс $u_{кер}(t)$ в момент t_1 відкриває пару тиристорів $VS1, VS2$. На інтервалі часу $t_1 - t_2$ струм замикається у контурі «вторинна обмотка трансформатора – тиристор $VS1$ – навантаження R_H – тиристор $VS2$ – вторинна обмотка трансформатора». Спад напруги на відкритих тиристорах малий, тому напруга на навантаженні майже повторює вхідну $u_2(t)$. Форма струму

через активне навантаження $i_d(t)$ повторює форму випрямленої напруги $u_d(t)$. Через малий спад напруги на відкритих тиристорах $VS1$ і $VS2$ кожен із тиристорів $VS3$ і $VS4$ знаходиться під зворотною напругою ($u_2(t) < 0$) і струм не пропускає.

В момент t_2 тиристори $VS1$, $VS2$ закриваються зворотною напругою. На інтервалі часу $t_2 - t_3$ до приходу наступного імпульсу керування усі тиристори закриті і напруга на них однакова – $0,5u_2(t) < 0$.

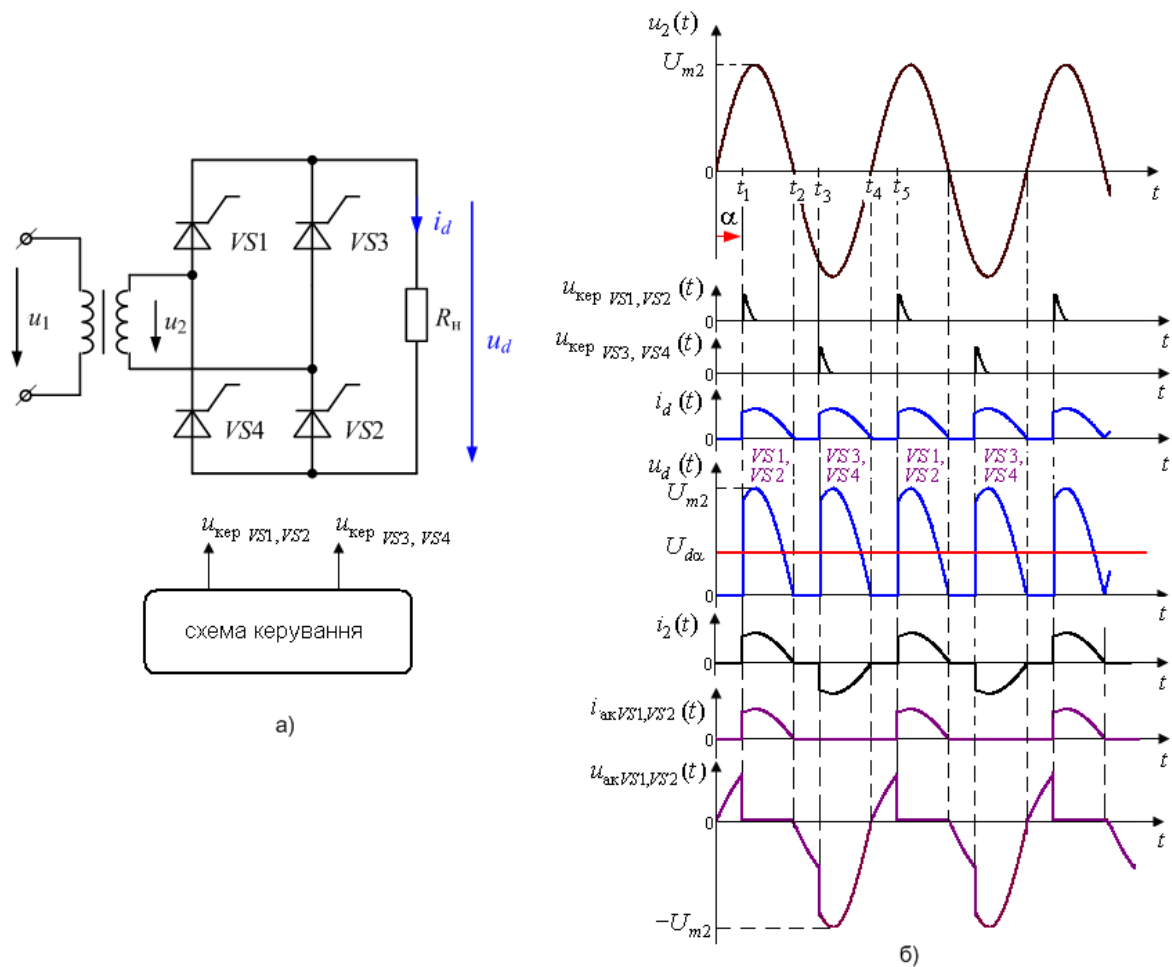


Рис. 5.6. Мостова схема керованого однофазного випрямляча (а), часові діаграми струмів і напруг при куті керування α (б)

В момент t_3 надходить імпульс керування і відкриває тиристори $VS3$ і $VS4$. На інтервалі часу $t_3 - t_4$ через відкриті тиристори і навантаження

проходить струм, збуджений напругою на вторинній обмотці трансформатора. Спад напруги на відкритих тиристорах малий, тому напруга на навантаженні майже повторює вхідну $u_2(t)$. Форма струму через активне навантаження $i_d(t)$ повторює форму випрямленої напруги.

В момент t_4 тиристори VS3, VS4 закриваються зворотною напругою. На інтервалі часу $t_4 - t_5$ до приходу наступного імпульсу керування усі тиристори закриті і напруга на кожному дорівнює $0,5u_2(t) < 0$.

Середнє значення випрямленої напруги на активному навантаженні у мостовій схемі визначається із формули (5.3):

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_2(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{m2} \sin(\omega t) d\omega t = \\ &= -\frac{U_{m2}}{\pi} \cos(\omega t) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{m2}(1 + \cos \alpha)}{\pi} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \end{aligned} \quad (5.3)$$

де U_{m2} – амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, $U_{d0} = 2U_{m2}/\pi$ – середнє значення випрямленої напруги некерованого випрямляча за мостовою схемою випрямлення.

Регульовальна характеристика керованого мостового однофазного випрямляча будується за виразом (5.1) і подібна до регульовальної характеристики однопівперіодного випрямляча (рис. 5.5,б). При збільшенні кута керування до $\alpha = 180^\circ$ середнє значення випрямленої напруги зменшується до нуля. Сім'я зовнішніх характеристик $U_d = f(I_d) \Big|_{\alpha = \text{const}}$ для керованого випрямляча за мостовою схемою подібна до характеристик однопівперіодного випрямляча (рис. 5.5,в)). Кожна вітка сім'ї характеристик будується за виразом (5.4):

$$U_d = U_{d\alpha} - I_d(2R_{\text{ак}} + R_2 + R_{\text{пр}}) = \frac{U_{m2}(1 + \cos \alpha)}{\pi} - I_d R_{\Sigma}, \quad (5.4)$$

де $U_{d\alpha} = U_{m2}(1 + \cos \alpha)/\pi$ – середнє значення випрямленої напруги для певного значення кута керування α у схемі випрямлення без втрат, $2R_{ак}$ – активний опір двох прямо увімкнених тиристорів, R_2 – активний опір проводу, з якого виготовлена вторинна обмотка трансформатора, $R_{пр}$ – активний опір з'єднувальних проводів, R_{Σ} – внутрішній опір випрямляча.

Середнє значення випрямленої напруги на активному навантаженні в схемі керованого випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора визначається із формули (5.5):

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 0,5u_2(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 0,5U_{m2} \sin(\omega t) d\omega t = \\ &= -\frac{0,5U_{m2}}{\pi} \cos(\omega t) \Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{U_{m2}(1 + \cos \alpha)}{2\pi} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \end{aligned} \quad (5.5)$$

де U_{m2} – амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, $U_{d0} = U_{m2}/\pi$ – середнє значення випрямленої напруги некерованого випрямляча за схемою випрямлення з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора.

Аналогічно можна проаналізувати процеси, що мають місце при роботі двопівперіодного випрямляча з **вентильною схемою з виводом точки вторинної обмотки трансформатора**. Пропонується зробити це самостійно за результатами лабораторної роботи «Дослідження однофазного керованого випрямляча». Однофазні керовані випрямлячі виконують малої і середньої потужності і застосовують у побутовій техніці, зварювальних пристроях, радіоелектронній апаратурі та інших. В електроприводі постійного струму, в лініях передавання постійного струму, для роботи електролізних ванн, тобто у промисловості найчастіше потужні керовані випрямлячі виконують **трифазними**.

6.1.5.3. Робота керованого двопівперіодного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора на індуктивно-активне навантаження

Процеси в схемі керованого випрямляча при роботі його на активно-індуктивне навантаження відрізняються від процесів при роботі схеми на активне навантаження.

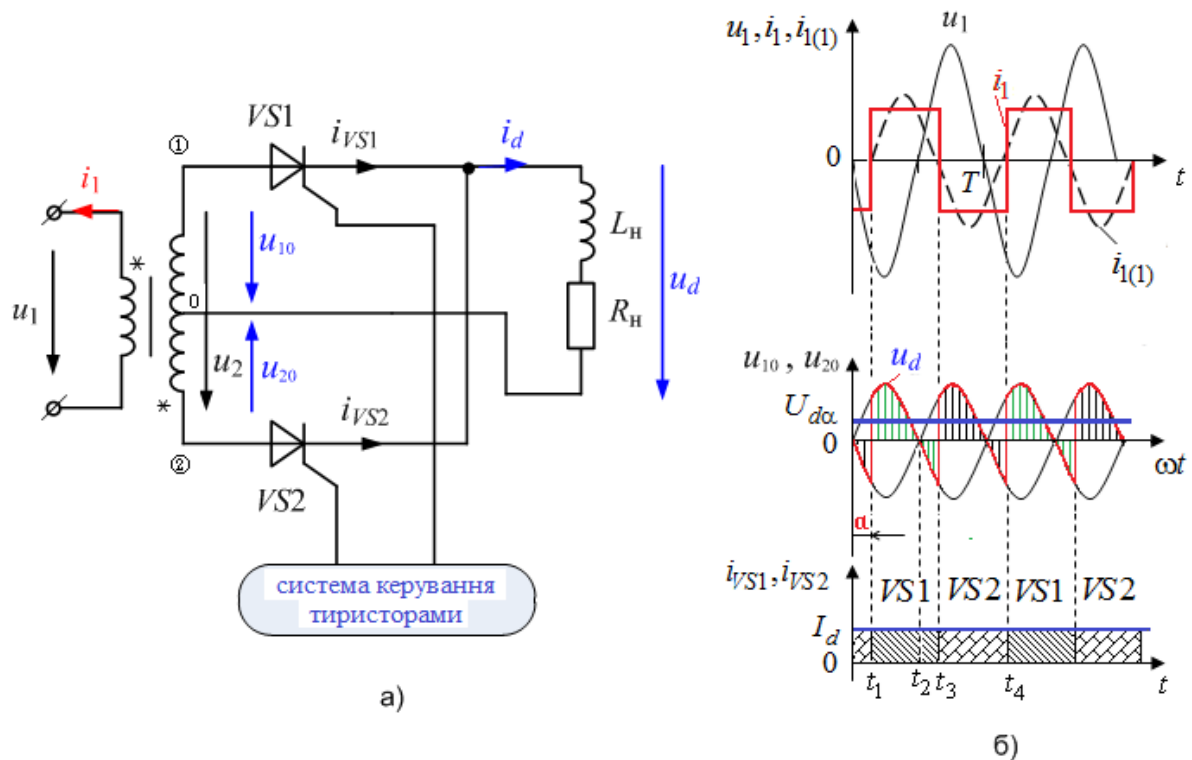


Рис. 5.7. Однофазний керований випрямляч з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора з індуктивно-активним навантаженням: схема (а) та часові діаграми струмів і напруг в режимі неперервних струмів при $L_d \rightarrow \infty$ (б)

Тиристор $VS1$ керованого однофазного двопівперіодного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора (рис. 5.7,а), вступивши в роботу в момент часу t_1 , не закриється в момент t_2 проходження напруги $u_{i0}(t)$ через нуль, як це було при чисто активному

навантаженні, а буде проводити струм при негативній напрузі $u_{10}(t)$ до моменту подачі керуючого імпульсу на тиристор $VS2$ (момент t_3) (рис. 5.7,б). Тоді тиристор $VS2$ вступить в роботу, а тиристор $VS1$ вимкнеться. Вентиль $VS2$ буде проводити струм, поки знову не буде поданий керуючий імпульс на вентиль $VS1$ (момент t_4).

В кривій випрямленої напруги $u_d(t)$ на інтервалах часу $t_2 - t_3, \dots$ з'являються ділянки негативної напруги, коли струм проходить через тиристор і навантаження під дією ЕРС самоіндукції, що виникає в індуктивності L_H . Це спричинює зниження середнього значення випрямленої напруги $U_{d\alpha}$. Очевидно, що з ростом кута α площа негативних ділянок збільшується, а значення $U_{d\alpha}$ буде зменшуватися. Середнє значення випрямленої напруги для всіх керованих схем при роботі випрямляча зі згладженим (безперервним) струмом може бути визначено для всього діапазону зміни кута α за формулою (5.6):

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha. \quad (5.6)$$

Граничним кутом регулювання, при якому в випрямленій напрузі $u_d(t)$ позитивні і негативні ділянки рівні між собою і постійна складова відсутня, тобто $U_{d\alpha} = 0$, є кут $\alpha = \pi/2$. На інтервалах роботи випрямляча, коли за миттєвими значеннями струм і напруга співпадають за знаками, перетворювач працює в режимі випрямляча, а навантаження в режимі споживача. Протилежні напрями струму і напруги на навантаженні означають генерування енергії. При цьому навантаження виступає як генератор енергії, а мережа як споживач енергії.

За умови $L_H \rightarrow \infty$ струм через кожний вентиль не встигає помітно зменшитися за півперіод, коли тиристор відкритий, а перехід струму з одного вентиля на інший відбувається у моменти почергового відкривання

тиристорів керуючими імпульсами. Тривалість протікання струму через кожний тиристор залишається рівною 180° . Струм у колі навантаження ідеально згладжений, а форми струмів через тиристори наближаються до прямокутних імпульсів (рис. 5.7,б)). Нехтуючи перехідними процесами при комутаціях тиристорів, можна вважати форми струмів через обидві обмотки трансформатора двополярними прямокутними з середнім значенням I_d – для вторинної обмотки трансформатора і $I_d/k_{тр}$ – для первинної обмотки. Режим роботи схеми, коли струм безперервно протікає через навантаження називається **режимом неперервних струмів**.

При певних значеннях індуктивності ($\omega L_n \ll R_n$) енергії, запасеної в індуктивності, виявляється недостатньо для забезпечення протікання струму протягом половини періоду, і вентиль, який проводить цей струм, вимкнеться раніше, ніж буде поданий керуючий імпульс на наступний по порядку роботи вентиль, тобто раніше моменту, що визначається кутом α . Енергія, яка запасється в індуктивності, встигає розсіятися до моменту приходу наступного імпульсу керування. Режим роботи схеми, коли кожний із тиристорів відкритий протягом часу, меншого за півперіод зміни зовнішньої напруги, а отже, існують паузи у протіканні струму через навантаження, називається **режимом переривчастих струмів**.

Середнє значення випрямленої напруги в режимі з переривчастим струмом буде більшим, ніж в режимі з безперервним струмом при однакових значеннях кута α , завдяки зменшенню негативних ділянок в кривій $u_d(t)$. Разом з цим при переривчастому струмі трансформатор і вентилі схеми випрямляча працюють у більш важкому режимі, так як при одному і тому ж середньому значенні випрямленого струму, який визначається навантаженням, діюче значення струмів в елементах схеми збільшується. Тому в потужних випрямлячах намагаються забезпечити безперервність випрямленого струму.

Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів

Лекція 6. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор винайшли у 1947 році Джон Бардін і Уолтер Братейн під керівництвом Вільяма Шоклі під час робіт в лабораторії Bell Telephone Laboratories. Патент на перший напівпровідниковий транзистор був отриманий у 1948 році (US Patent № 2502488 Semiconductor Amplifier, applied for on Sept. 24, 1948).

5.2.5. Біполярні транзистори (БТ): будова та умовні позначення

Біполярним транзистором (БТ) називається напівпровідниковий прилад з двома p - n -переходами, структура якого являє собою напівпровідниковий кристал, технологічно поділений на три шари з різними типами домішкової провідності, що чергуються між собою.

Середня частина транзисторної структури називається **базою (Б)**, дві крайні – **емітером (Е)** і **колектором (К)**, p - n -перехід між емітером і базою називають **емітерним p - n -переходом**, а p - n -перехід між базою і колектором – **колекторним p - n -переходом**. Взаємодія між переходами забезпечується малою товщиною бази, яка не перевищує 1 (мкм) і менша за дифузійну довжину носіїв 5–10 (мкм). Без взаємодії p - n -переходів мали б два окремі діоди (!). Базу виготовляють із слабколегованого напівпровідника з великим опором. Емітер призначений для інжекції носіїв заряду в базу, колектор «збирає» носії зарядів, база «керує». Електроди, які приєднуються до складових шарів структури мають відповідні назви: той, що приєднаний до центрального шару, – база; електроди, які приєднані до зовнішніх шарів, – емітер і колектор.

Структура реального транзистора, як правило, **несиметрична**: концентрація домішки в емітері набагато більша за концентрацію домішки

в колекторі, площа колекторного p – n -переходу набагато більша за площу емітерного (рис. 6.1).

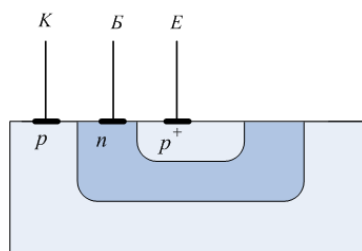


Рис. 6.1. Структура біполярного p – n – p -транзистора

Технологія виготовлення БТ може бути різною – з використанням процесів сплавлення, дифузії чи епітаксії, що значною мірою визначає характеристики приладу. Транзистори виготовляють у складі інтегральних структур і як дискретні компоненти, які вміщують в герметичні металеві чи полімерні корпуси з трьома виводами від різних областей структури.

За послідовністю чергування типів провідностей областей напівпровідникової структури транзистори поділяють на **p – n – p -транзистори** і **n – p – n -транзистори** (n (*negative*) – електронний тип домішкової провідності, p (*positive*) – дірковий). На електричних схемах транзистори позначають умовними зображеннями та літерами VT (рис. 6.2).

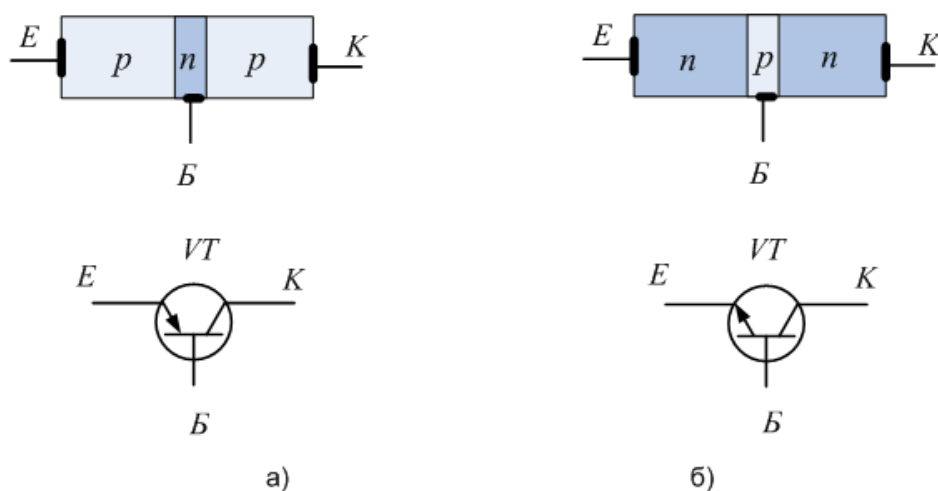


Рис. 6.2. Умовні зображення транзисторів: p – n – p (а) і n – p – n (б)

На умовному зображенні емітер зображають стрілкою, спрямованою завжди із p -області до n -області. За принципом дії транзистори p – n – p -типу і n – p – n -типу схожі, різняться лише низкою кількісних відмінностей і полярністю прикладених напруг.

5.2.5.1. Режими роботи біполярних транзисторів

Залежно від полярності напруг, прикладених до електродів транзистора, розрізняють **чотири режими** його роботи:

- лінійний (активний), (міжнародний термін – FA, forward active);
- насичення, (міжнародний термін – SAT, saturation);
- відсічки, (міжнародний термін – OFF);
- інверсний, (міжнародний термін – RA, reverse active).

В лінійному режимі роботи емітерний p – n -перехід транзистора зміщений у прямому напрямі, а колекторний p – n -перехід – у зворотному. В режимі насичення обидва переходи увімкнені прямо, а в режимі відсічки – зворотно. В інверсному режимі емітерний перехід увімкнено зворотно, а колекторний – прямо. Аварійним є режим пробою.

Лінійний режим є основним режимом роботи біполярного транзистора в аналогових пристроях. Процеси, які відбуваються в лінійному режимі, розглянемо на прикладі транзистора p – n – p -типу. За відсутності зовнішніх напруг струми через емітерний і колекторний переходи відсутні, а об'ємні заряди йонів заірних шарів обох p – n -переходів утворюють потенціальні бар'єри, які підтримують стан динамічної рівноваги. Після увімкнення джерела E_K зворотно до колекторного переходу через перехід проходить незначний тепловий струм I_{KB0} , обумовлений дрейфом неосновних носіїв. Якщо джерело зміщення E_B приєднати додатною клемою до емітера (рис. 6.3), через прямо увімкнений емітерний перехід будуть інжектуватися основні носії (дірки)

із емітера в базу. Електрони рухаються назустріч – із бази в емітер. При зустрічному русі основних носіїв зарядів відбувається їх рекомбінація. Потік електронів, що надходять в базове коло, утворює струм бази I_B .

В базі дірки вже є неосновними носіями зарядів, які внаслідок градієнта концентрації дифузійно переміщуються в усіх напрямках, а отже, і до колекторного переходу. Внаслідок невеликої товщини бази більшість інжектованих у базу дірок через її тонкий шар досягають колекторного переходу і під дією прискорювального для них електричного поля колекторного переходу втягуються в область колектора. В колекторі відбувається рекомбінація цих дірок з електронами, що надходять від джерела E_K . Струм колектора збільшується порівняно з некерованим тепловим I_{KB0} :

$$I_K = \alpha \cdot I_E + I_{KB0}. \quad (6.1)$$

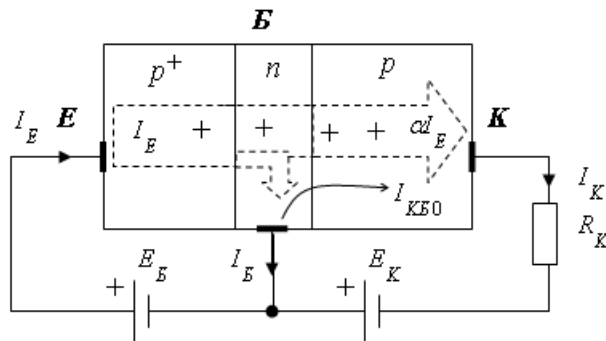


Рис. 6.3. До пояснення принципу роботи транзистора у лінійному режимі

Перенесення струму з емітерного кола у колекторне характеризується *коефіцієнтом передачі струму емітера* (α) в схемі увімкнення транзистора в зовнішнє коло зі спільною базою:

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \right|_{U_{KB} = const}. \quad (6.2)$$

У сучасних транзисторах α досягає значень 0,95-0,99975.

Струм у базовому виводі:

$$I_B = I_E - I_K = I_E - \alpha \cdot I_E - I_{KB0} = (1 - \alpha)I_E - I_{KB0}. \quad (6.3)$$

Звідки струм через емітерний електрод:

$$I_E = \frac{I_B + I_{KB0}}{(1 - \alpha)}. \quad (6.4)$$

З урахуванням (6.4) вираз для вихідного колекторного струму транзистора (6.1) набуває вигляду:

$$\begin{aligned} I_K &= \alpha \frac{I_B + I_{KB0}}{(1 - \alpha)} + I_{KB0} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} I_B + \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} I_{KB0} + I_{KB0} = \\ &= \beta I_B + (\beta + 1) I_{KB0}. \end{aligned} \quad (6.5)$$

У сучасний транзисторах $I_{KB0} = 1-10$ (мкА), в той час як I_K вимірюється в міліамперах і амперах. Нехтуючи наскрізним струмом колектора при розімкненому колі бази ($I_B = 0$): $I_{KE0} = (\beta + 1) I_{KB0}$, отримують приблизне співвідношення (6.6), яким і користуються при практичних розрахунках:

$$I_K = \beta I_B. \quad (6.6)$$

Величину β називають *коефіцієнтом передачі струму бази в схемі зі спільним емітером*. Враховуючи наведені раніше значення α , стає очевидним, що $\beta \gg 1$. У сучасних транзисторах:

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{KE} = \text{const}} = (20 - 200). \quad (6.7)$$

Невеликі зміни базового струму ведуть до значних змін колекторного. Таким чином, принцип дії біполярного транзистора ґрунтується на створенні «транзитного» (прохідного) потоку носіїв заряду із емітера в колектор і керуванні колекторним (вихідним) струмом I_K за

допомогою змін вхідного струму: емітерного I_E (6.2) чи базового I_B (6.6). Отже, біполярний транзистор – це прилад, який керується струмом.

Опір зворотно зміщеного колекторного переходу дуже великий – кілька мегомів. Це означає, що в коло колектора можна вмикати навантажувальні резистори з великими опорами, не змінюючи значення колекторного струму. На навантаженні буде виділятися значна потужність. Опір прямо зміщеного емітерного переходу, навпаки, надто малий (десятки омів). Через це, за майже однакових значень емітерного і колекторного струмів, потужність, що споживається в колі емітера, виявляється істотно меншою за потужність, яка виділяється в колі навантаження. Кажуть, що транзистор є напівпровідниковим приладом, який підсилює потужність.

Режим насичення (подвійної інжекції). У базу інжектуються основні носії як з емітера, так і з колектора через відкриті емітерний і колекторний переходи. Опір між усіма трьома електродами транзистора зменшується майже до нуля. Замикається коло передачі сигналу від входу до виходу транзистора.

Режим відсічки. На емітерний і колекторний p – n -переходи подаються напруги зворотної полярності, отже, обидва переходи закриті. Через обидва переходи проходять теплові струми неосновних носіїв заряду, абсолютне значення яких становить одиниці мікроамперів. Опори переходів настільки великі, що можна вважати емітерне та колекторне кола розімкненими. Через те, що вихідний струм транзистора у режимі відсічки практично дорівнює нулеві, цей режим використовують для розмикання кіл передачі сигналів.

Режими насичення та відсічки застосовуються спільно для здійснення комутацій як силових, так і інформаційних кіл.

Інверсний режим на практиці не застосовується. За умови симетричної структури транзистора зміна напрямів напруг на переходах не змінила би нормальний лінійний режим роботи. Але, зважаючи на слабе легування колекторного шару і малу площу емітерного переходу, в інверсному режимі коефіцієнт передачі струму емітера набагато менший порівняно з лінійним режимом

5.2.5.2. Схеми увімкнення біполярних транзисторів

В електричне коло транзистор вмикають так, щоб один з його електродів був входним, другий – вихідним, а третій електрод – спільним відносно входу та виходу. В коло входного електрода вмикають джерело входного сигналу $U_{вх}$, в коло вихідного – опір навантаження $R_{н}$. Залежно від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми увімкнення транзисторів (рис. 6.4):

- зі спільною базою (СБ),
- зі спільним емітером (СЕ),
- зі спільним колектором (СК).

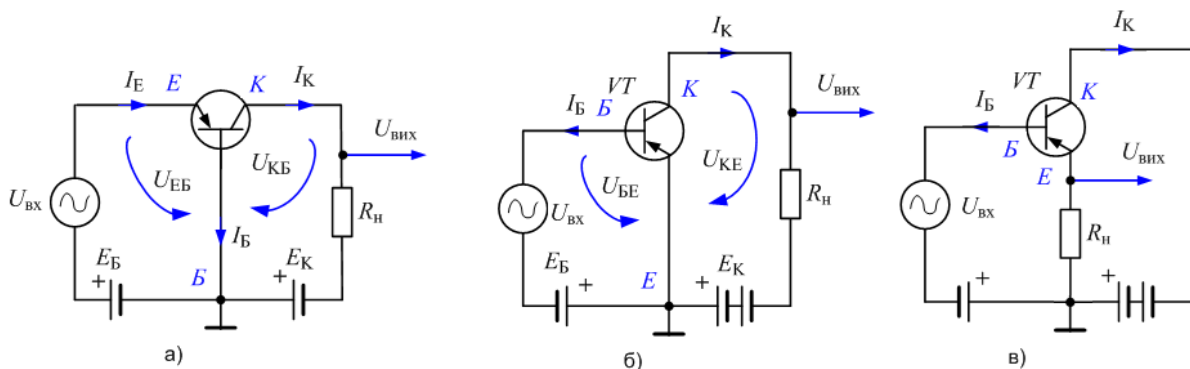


Рис. 6.4. Схеми увімкнення $p-n-p$ -транзисторів для роботи в лінійному режимі: зі спільною базою (а), зі спільним емітером (б), зі спільним колектором (в)

Схеми відрізняються своїми властивостями. Полярність зовнішніх джерел живлення залежить від типу транзистора.

Схема увімкнення зі **спільною базою (СБ)** (рис. 6.4,а). Вхідна напруга підводиться між емітером та базою, і емітер відіграє роль керуючого електрода. Додатний вхідний сигнал збільшує потенціал емітера, отже, зростають струм бази і струм колектора. Збільшення струму колектора веде до збільшення спаду напруги на опорі навантаження, і потенціал на виході також стає більш позитивним. Таким чином, вихідний сигнал збігається за фазою із вхідним. Коефіцієнт підсилення струму в схемі СБ $K_{IB} = \alpha < 1$, тобто ефект підсилення струму відсутній. Проте, схема має малий вхідний опір, вихідний опір, навпаки, великий, близько мегома. У колекторне коло можна увімкнути великий опір навантаження, на якому і отримати підсилення напруги. Підсилення напруги може досягти кількох тисяч. А завдяки підсиленню напруги підсилення потужності також буде значним. Схема СБ широко використовується в електротехнічних колах для підсилення напруги й потужності. Нижченаведені коефіцієнти підсилення напруги K_{UB} й потужності K_{PB} встановлюють зв'язок **тільки для змінних складових струмів і напруг**:

$$\begin{aligned}
 R_{вхБ} &= \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} - \text{опір відкритого емітерного переходу,} \\
 K_{IB} &= \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} = \alpha < 1 - \text{відсутній ефект підсилення струму,} \\
 K_{UB} &= \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{EB}} = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_E R_{вхБ}} = \alpha \frac{R_H}{R_{вхБ}} \gg 1, \\
 K_{PB} &\gg 1.
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Схема зі **спільним емітером (СЕ)** (рис. 6.4,б)) найбільш поширена, універсальна, широко використовується в інформаційних і енергетичних пристроях як підсилювач й інвертор. Правильно побудована схема СЕ може забезпечити велике підсилення як напруги, так і струму. Отже, і підсилення потужності також може бути значним. Вихідна напруга схеми зі спільним емітером знаходиться у протифазі з вхідною, вхідний опір

схеми дорівнює кільком сотням омів і більший, ніж у схемі СБ, а вихідний опір становить кілька десятків кілоомів.

$$R_{\text{вхЕ}} = \frac{\Delta U_{\text{БЕ}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \frac{U_{\text{БЕ}} \cdot \Delta I_{\text{Е}}}{\Delta I_{\text{Б}} \cdot \Delta I_{\text{Е}}} = R_{\text{вхБ}} \cdot \frac{\Delta I_{\text{К}} + \Delta I_{\text{Б}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = R_{\text{вхБ}} \cdot (\beta + 1), \quad (6.9)$$

$$K_{I_{\text{Е}}} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \beta \gg 1,$$

$$K_{U_{\text{Е}}} = \frac{\Delta U_{\text{Н}}}{\Delta U_{\text{БЕ}}} = \frac{\Delta I_{\text{К}} R_{\text{Н}}}{\Delta I_{\text{Б}} R_{\text{вхЕ}}} = \beta \frac{R_{\text{Н}}}{(\beta + 1) R_{\text{вхБ}}} \cong \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{вхБ}}} \gg 1,$$

$$K_{P_{\text{Е}}} \gg 1.$$

Схема зі спільним колектором (СК) (рис. 6.4,в)). Вхідним струмом схеми СК є струм бази $I_{\text{Б}}$, який взагалі не дуже великий. Вихідний струм, навпаки, найбільший зі струмів – струм емітера. Отже, підсилення струму в цій схемі буде найбільшим (навіть більшим, ніж в схемі СЕ). Ця схема має дуже великий опір вхідного кола (зворотно ввімкнений p – n -перехід) і малий опір вихідного кола (прямо ввімкнений емітерний перехід). Вхідний опір емітерного повторювача може сягати 1 (МОм), а вихідний становить від 50 до 500 (Ом). Схема має коефіцієнт підсилення напруги, близький до одиниці, тому що вихідна напруга $U_{\text{ЕК}}$, яка знімається з емітера різниться від вхідної напруги $U_{\text{БК}}$ на напругу на відкритому емітерному переході. З цієї причини схема СК має спеціальну назву – **емітерний повторювач**. Фази вхідної та вихідної напруг збігаються.

$$R_{\text{вхК}} = \frac{\Delta U_{\text{БЕ}} + \Delta U_{\text{ЕК}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = R_{\text{вхБ}} \cdot (\beta + 1) + \frac{U_{\text{ЕК}} \cdot \Delta I_{\text{Е}}}{\Delta I_{\text{Б}} \cdot \Delta I_{\text{Е}}} = (R_{\text{вхБ}} + R_{\text{Н}}) \cdot (\beta + 1), \quad (6.10)$$

$$K_{I_{\text{К}}} = \frac{\Delta I_{\text{Е}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \frac{\Delta I_{\text{К}} + \Delta I_{\text{Б}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \beta + 1 \gg 1,$$

$$K_{U_{\text{К}}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{ЕБ}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \leq 1,$$

$$K_{P_{\text{К}}} \gg 1.$$

Основні параметри транзисторів залежно від схеми увімкнення наведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1. Найважливіші характеристики трьох схем увімкнення транзистора

Спосіб увімкнення	Струми		Напруги		Основні параметри				
	$I_{\text{вх}}$	$I_{\text{вих}}$	$U_{\text{вх}}$	$U_{\text{вих}}$	K_I	K_U	K_P	В лінійному режимі	
								$R_{\text{вх}}$	$R_{\text{вих}}$
СБ	I_E	I_K	U_{EB}	U_{KB}	$\alpha < 1$	$\alpha \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вхБ}}}$ $n(100-1000)$	$n100$	малий $R_{\text{вхБ}}$ $n0,1-n10$ (Ом)	великий $R_{\text{вихБ}}$ (МОм)
			синфазні						
СЕ	I_B	I_K	U_{BE}	U_{KE}	β (20-200)	$\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вхБ}}}$ $n(100-1000)$	$n1000$	$R_{\text{вхБ}} \cdot$ $\cdot(\beta + 1)$	до $n10$ (кОм)
			протифазні						
СК	I_B	I_E	U_{BK}	U_{EK}	$\beta + 1$ (20-200)	≈ 1	$n10$	$(R_{\text{вхБ}} + R_{\text{н}}) \cdot$ $\cdot(\beta + 1)$	малий
			синфазні						

Схеми увімкнення, теоретичний аналіз та одержані аналітичні вирази справедливі і для транзисторів $n-p-n$ -типу із врахуванням того, що напрямки струмів та полярності підведених напруг у цих транзисторів протилежні

5.2.5.3. Статичні вольт-амперні характеристики біполярних

Транзистор, увімкнений за будь-якою схемою (СЕ, СБ, СК), як чотириполюсник, характеризується вхідними та вихідними струмами та напругами. Взаємозв'язок між цими величинами наочно ілюструють статичні вольт-амперні характеристики (ВАХ). **Статичні характеристики** показують, як змінюються струми та напруги транзистора **за відсутності опору навантаження**. Кожна схема увімкнення транзистора

характеризується чотирма незалежними сім'ями статичних характеристик,.

Такими характеристиками є:

- вхідні: $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})|_{U_{\text{вих}} = \text{const}};$
- вихідні $I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}})|_{I_{\text{вх}} = \text{const}};$
- керуючі (прямої передачі) $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})|_{U_{\text{вих}} = \text{const}};$
- зворотного зв'язку: $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вих}})|_{I_{\text{вх}} = \text{const}}.$

Вольт-амперні характеристики транзисторів використовують для графічного аналізу роботи транзисторних каскадів. Здебільшого використовують вхідні і вихідні характеристики рис. 6.5, 6.6).

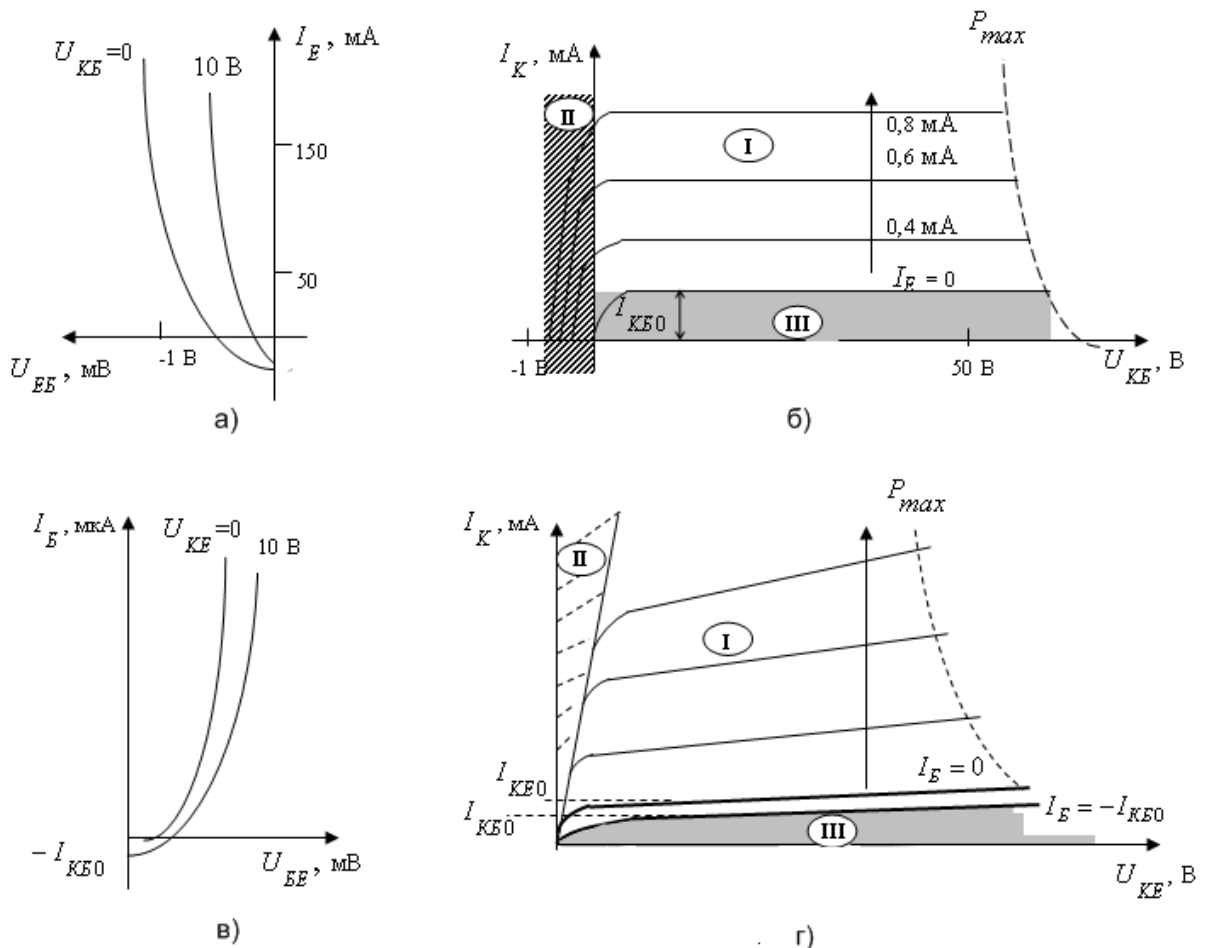


Рис. 6.5. Статичні характеристики $n-p-n$ -транзистора при увімкненні за схемою СБ: вхідні (а) і вихідні (б); при увімкненні за схемою СЕ: вхідні (в) і вихідні (г)

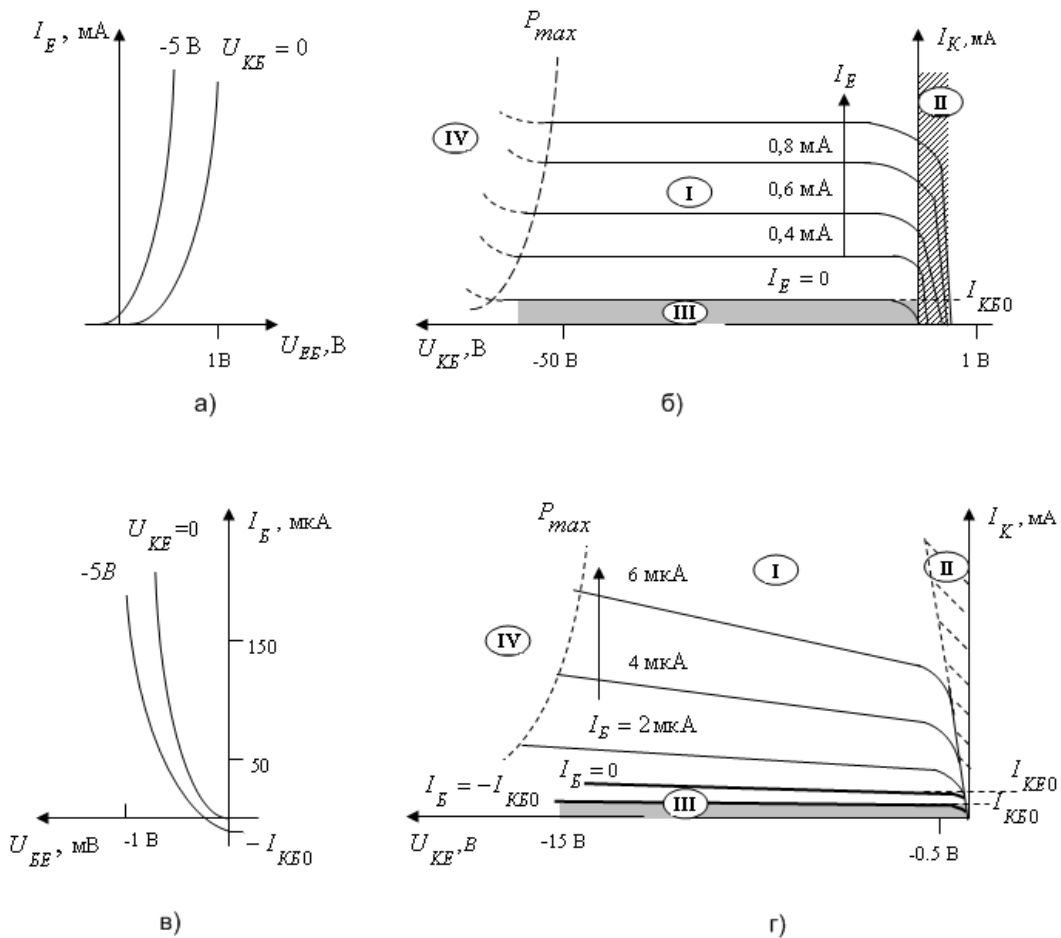


Рис. 6.6. Статичні характеристики $p-n-p$ -транзистора при увімкненні за схемою СБ: вхідні (а) і вихідні (б); при увімкненні за схемою СЕ: вхідні (в) і вихідні (г)

Вхідною характеристикою транзистора називають залежність вхідного струму від вхідної напруги за умови незмінності вихідної напруги. **Вихідною** характеристикою транзистора називається залежність вихідного струму від вихідної напруги за умови незмінності вхідного струму. Статичні характеристики різних типів транзисторів для різних схем увімкнення наведені в спеціальних довідниках. На вихідних характеристиках транзисторів позначені три різні режими роботи: лінійний (I), насичення (II) і відсічки (III).

5.2.5.4. Динамічні вольт-амперні характеристики БТ

Динамічні ВАХ транзистора визначають зв'язок між струмами і напругами на електродах транзистора за наявності опору навантаження.

Динамічна характеристика – це геометричне місце точок перетину статичних характеристик транзистора з лінією навантаження. Розрізняють вхідні і вихідні динамічні характеристики (рис. 6.7), динамічні характеристики за постійним і змінним струмами.

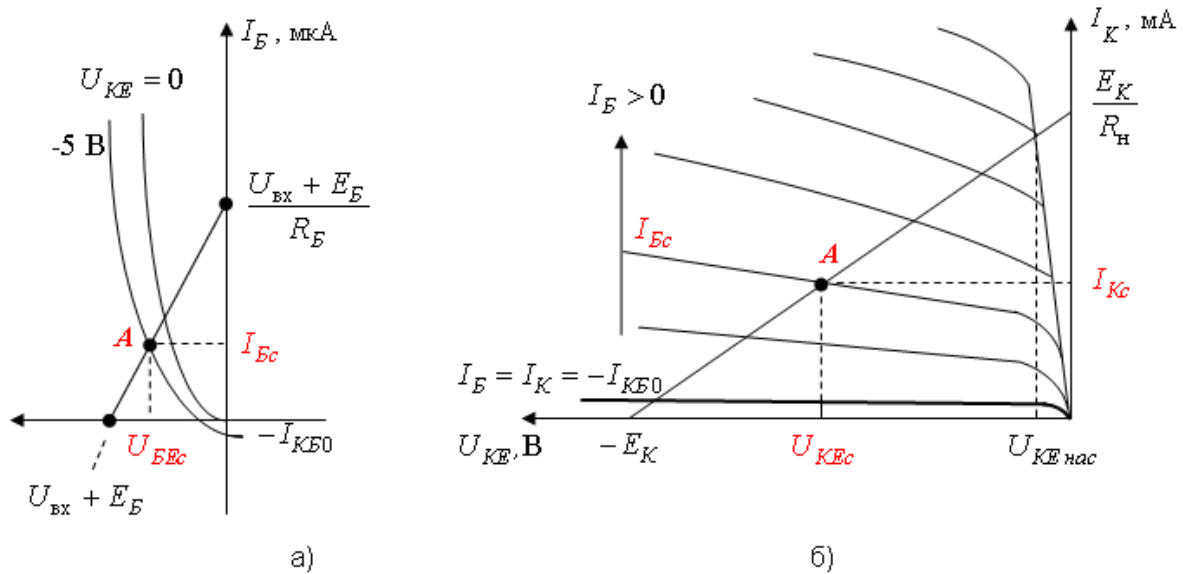


Рис. 6.7. Динамічні характеристики $p-n-p$ -транзистора, увімкненого за схемою СЕ: вхідна (а) і вихідна (б)

Лінія навантаження – це зовнішня характеристика кола, приєднаного до виходу (чи входу) транзистора. Наприклад, у схемі увімкнення транзистора зі спільним емітером (рис. 6.4.,б) до виходу транзистора послідовно приєднані джерело колекторного живлення E_K та опір навантаження R_H , тому рівняння зовнішньої (вихідної) характеристики записується за другим законом Кірхгофа для контура із навантаження, джерела живлення E_K та виходу транзистора:

$$U_{KE} - I_K \cdot R_H = -E_K. \quad (6.11)$$

Зовнішню характеристику цього активного двополіусника (рис. 6.7,б) можна побудувати за двома точками $(U_{KE} = 0, I_K = E_K / R_H)$ і

($U_{KE} = -E_K, I_K = 0$) для режимів нульового і нескінченно великого вихідного опору транзистора між емітерним і колекторним виводами;

Сукупність точок перетину навантажувальної прямої зі статичними вихідними характеристиками транзистора створює вихідну динамічну характеристику транзистора (рис. 6.7,б), яка однозначно зв'язує значення колекторного струму та значення вихідної напруги залежно від параметрів компонентів вихідного кола. Точку перетину лінії навантаження з вихідною статичною характеристикою при заданому вхідному струмі бази називають **робочою точкою**. Початкове положення робочої точки за відсутності вхідного змінного сигналу для зазначеного I_{Bc} називають **точкою спокою** (точка A на рис. 6.7,б). Місце точки спокою на лінії навантаження визначається призначенням транзисторного каскаду [§ 6.2.2.2] і забезпечується схемою зміщення [§ 6.2.2.3].

Подібним чином проходить побудова вхідної динамічної характеристики (рис. 6.7,а), де R_B моделює сумарний опір джерел вхідного сигналу та зміщення бази.

5.2.5.5. Схеми заміщення біполярних транзисторів

Для розрахунків транзисторних каскадів застосовують еквівалентні схеми заміщення транзисторів, які поділяють на дві групи:

- фізичні моделі – схеми заміщення, які побудовані з урахуванням фізичних властивостей транзистора, його структури і геометрії;
- формальні моделі – схеми, які відображають властивості транзистора як активного чотириполюсника.

Фізичною є модель Еберса-Молла (рис. 6.8), яка представляє біполярний транзистор як сукупність двох зустрічно увімкнених взаємодіючих p – n -переходів. Переходи принципово рівноправні: струми I_1 і I_2 – це можливі струми інжекції через прямо увімкнені переходи,

коефіцієнти α_N і α_I характеризують передачу струмів відповідно для нормального й інверсного увімкнень.

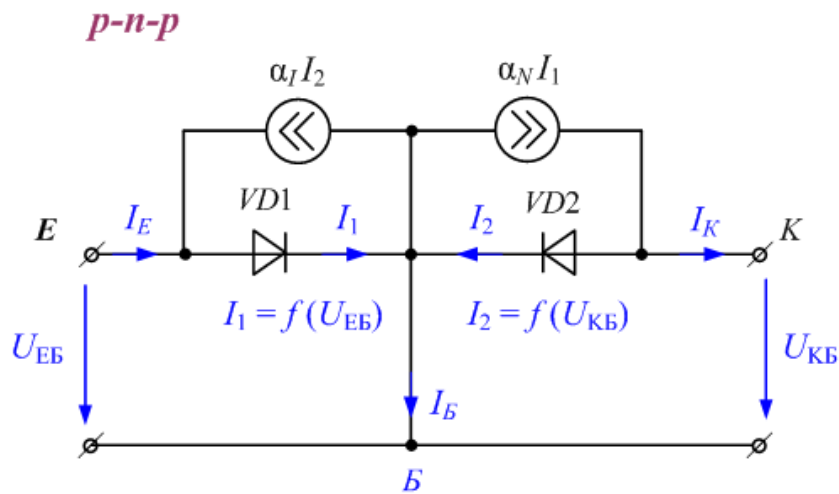


Рис. 6.8. Фізична модель ідеалізованого біполярного транзистора

Формули Еберса-Молла (6.12) визначають струми транзистора для фізичної моделі:

$$\begin{aligned}
 I_E &= I_1 - \alpha_I \cdot I_2 = I_{E0} \cdot \left(e^{\frac{U_{EB}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_I \cdot I_{K0} \cdot \left(e^{\frac{U_{KB}}{\Phi_T}} - 1 \right), \\
 I_K &= \alpha_N \cdot I_1 - I_2 = \alpha_N \cdot I_{E0} \cdot \left(e^{\frac{U_{EB}}{\Phi_T}} - 1 \right) - I_{K0} \cdot \left(e^{\frac{U_{KB}}{\Phi_T}} - 1 \right), \\
 I_B &= I_E - I_K.
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

Багатьом електронним схемам властивий такий режим роботи транзистора, при якому на фоні порівняно великих постійних струмів і напруг діють малі змінні складові струмів і напруг. У цьому випадку постійні і змінні складові сигналу аналізують окремо. Аналіз постійних складових здійснюється за допомогою фізичної нелінійної моделі Еберса-Молла, а для аналізу змінних складових використовують малосигнальні еквівалентні схеми, які складаються з лінійних елементів. Малосигнальні фізичні моделі відбивають структуру транзистора і ураховують його

підсилюючі властивості. Надалі для позначення змінних струмів та напруг використані їхні діючі значення з індексом \approx .

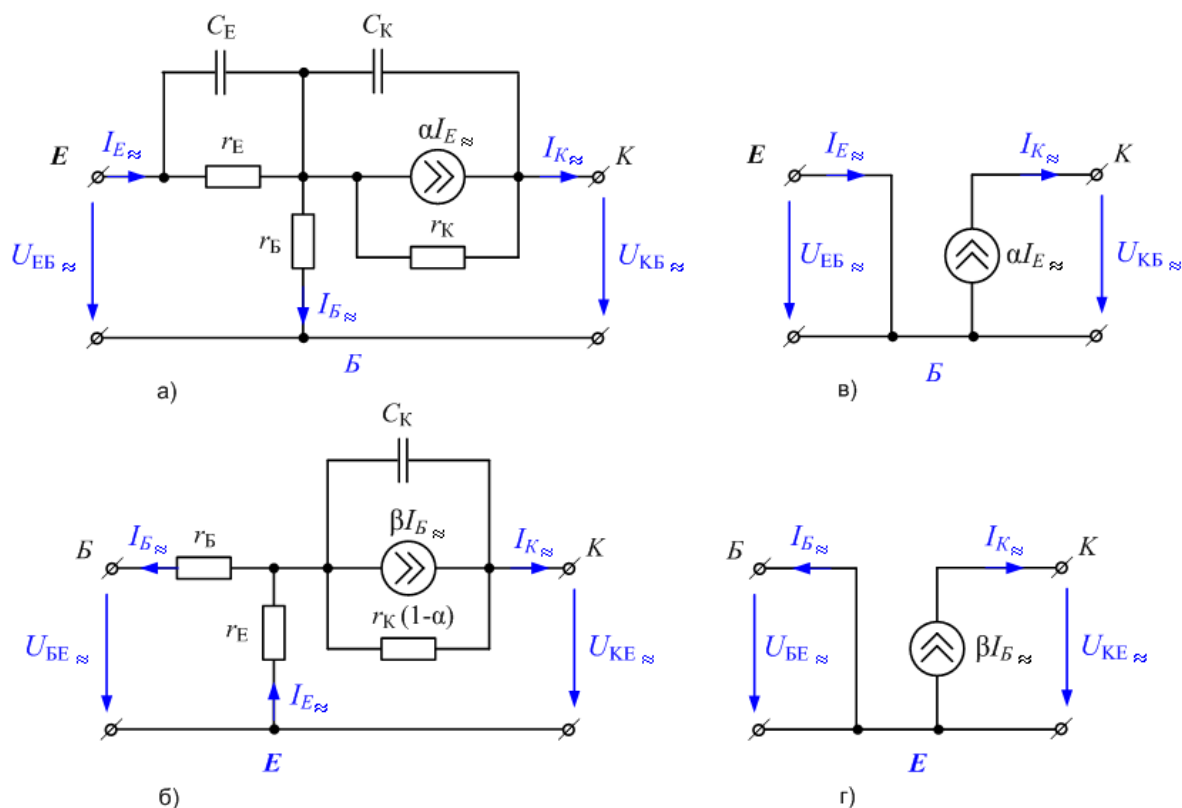


Рис. 6.9. Малосигнальні моделі $p-n-p$ -транзисторів, увімкнених за схемами СБ (а, в) і СЕ (б, г)

Параметрами фізичної малосигнальної моделі транзистора є опори емітера r_E , колектора r_K і бази r_B для змінного струму і коефіцієнт передачі струму емітера α або коефіцієнт передачі струму бази β ; C_E , C_K – ємності переходів, що визначають частотні властивості транзистора. Параметри малосигнальних еквівалентних схем можуть бути розраховані або визначені експериментально. Малосигнальні моделі $n-p-n$ -транзистора різняться від еквівалентних схем, які наведені на рис. 6.9, напрямками струмів та напрямками керованих джерел струму.

В інший спосіб, транзистор уявляють активним чотириполіусником і замінюють фізичні еквівалентні схеми більш зручними на практиці еквівалентними схемами в h -параметрах (**формальними моделями**).

Параметри формальних моделей зв'язують між собою вхідні і вихідні змінні струми і напруги і справедливі лише для певного режиму роботи транзистора і для малих амплітуд змінних сигналів. Внаслідок нелінійності транзистора при змінах режиму роботи (точки спокою) h -параметри змінюються.

Електричне коло довільної конфігурації, яке розглядають відносно двох пар затискачів (чотирьох полюсів), називають чотириполюсником. Співвідношення між вхідними і вихідними струмами та напругами чотириполюсника називають **основними рівняннями** чотириполюсника. Рівняння зв'язують між собою два струми і дві напруги. Будь-які з цих чотирьох величин можуть бути як збудженнями, так і відгуками. Отже, для кожного чотириполюсника можна записати шість основних систем рівнянь: Y, A, Z, H, F, B . Коефіцієнти при збудженнях в основних системах рівнянь називають **первинними параметрами** чотириполюсника.

Для моделювання біполярних транзисторів використовують систему основних рівнянь чотириполюсника в h -параметрах. Змінні складові вхідного струму і вихідної напруги вважаються за збудження в h -системі основних рівнянь чотириполюсника, а прирости вхідної напруги і вихідного струму визначаються як реакції:

$$\begin{cases} U_{\text{вх}\approx} = h_{11}I_{\text{вх}\approx} + h_{12}U_{\text{вих}\approx}, \\ I_{\text{вих}\approx} = h_{21}I_{\text{вх}\approx} + h_{22}U_{\text{вих}\approx}. \end{cases} \quad (6.13)$$

Система рівнянь (6.13) конкретизується залежно від схеми увімкнення транзистора. Наприклад, для транзистора, увімкненого за схемою СЕ:

$$\begin{cases} U_{BE\approx} = h_{11E}I_{B\approx} + h_{12E}U_{KE\approx}, \\ I_{K\approx} = h_{21E}I_{B\approx} + h_{22E}U_{KE\approx}. \end{cases} \quad (6.14)$$

Кожній з малосигнальних формальних моделей транзистора в h -параметрах відповідає певна схема заміщення, якою доцільно

користуватися для розрахунків транзисторів у режимі «малого сигналу» (рис. 6.10).

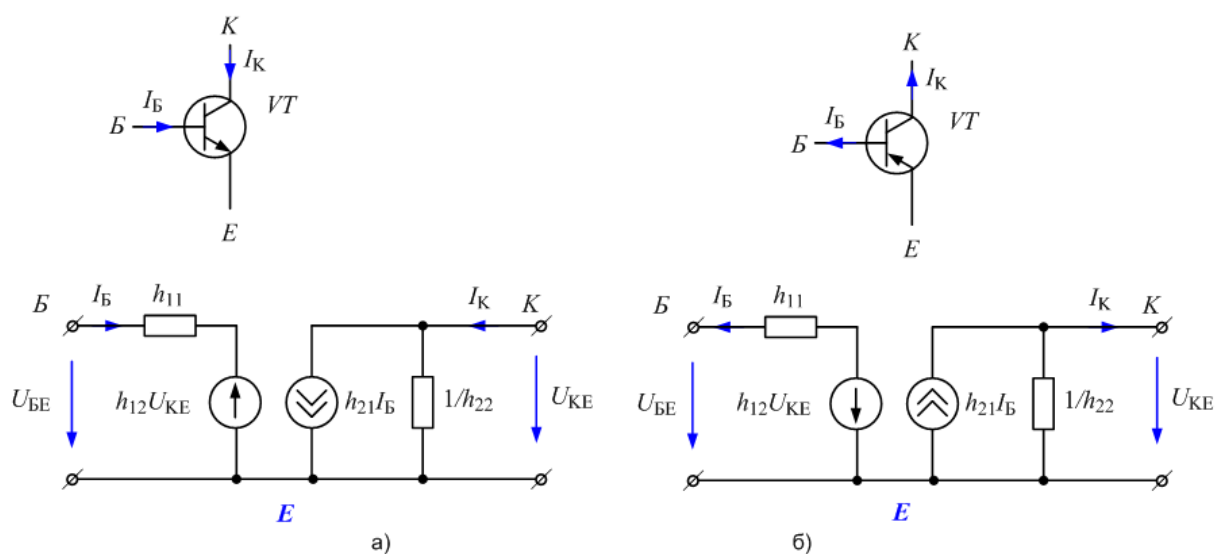


Рис. 6.10. Схеми заміщення в h -параметрах біполярного транзистора, увімкненого за схемою СЕ: n - p - n -типу (а), p - n - p -типу (б)

Параметри формальних моделей визначають у робочих точках за експериментальними даними або за допомогою статичних характеристик транзистора. Систему h -параметрів створюють наступні параметри:

- $h_{11} = \left. \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \right|_{U_{\text{ВНХ}} \approx 0}$ – вхідний опір в режимі короткого замикання за змінним струмом на виході;

- $h_{12} = \left. \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВНХ}}} \right|_{I_{\text{ВХ}} \approx 0}$ – коефіцієнт зворотної передачі за напругою (безрозмірний параметр, який характеризує передачу напруги з виходу на вхід в режимі відсутності змінної складової струму на вході);

- $h_{21} = \left. \frac{I_{\text{ВНХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \right|_{U_{\text{ВНХ}} \approx 0}$ – коефіцієнт прямої передачі за струмом (безрозмірний параметр, який характеризує підсилення струму

чотириполюсника в режимі короткого замикання за змінним струмом на виході);

- $h_{22} = \left. \frac{I_{\text{вих}\approx}}{U_{\text{вих}\approx}} \right|_{I_{\text{вх}\approx}=0}$ – вихідна провідність в режимі відсутності змінної складової струму на вході.

Зверніть увагу, що

$$h_{21E} = \left. \frac{I_{K\approx}}{I_{B\approx}} \right|_{U_{KE}\approx=0} = \beta, \quad (6.15)$$

Для обчислення параметрів h_{11} , h_{12} за допомогою статичних характеристик транзистора потрібно оцінити прирости сигналів в околі робочої точки на вхідних характеристиках транзистора, а для розрахунку h_{21} , h_{22} – на вихідних характеристиках.

Тема 6.2. Базові електронні пристрої аналогової схемотехніки

Лекція 7. Параметри та характеристики підсилювачів.

Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

6.2.1. Параметри та характеристики підсилювачів

Електронні пристрої поділяють на два класи: **аналогові** і **дискретні**. Аналогові електронні пристрої призначені для прийому, перетворення й передавання електричних сигналів, які змінюються за законом неперервної (аналогової) функції. В аналоговому пристрої кожному конкретному значенню реальної фізичної величини на вході відповідає однозначне значення вихідного електричного параметра. До базових аналогових електронних пристроїв належать підсилювальні пристрої, перетворювачі аналогових сигналів, генератори гармонічних коливань, пристрої порівняння аналогових сигналів і вторинні джерела електроенергії.

Підсилювачі класифікують за різними ознаками:

- за **типом активного елемента** (транзисторні, лампові, магнітні й інші);

- за **параметром вхідного сигналу, що підсилюється**, на підсилювачі напруги, струму, потужності;
- за **структурою** на однокаскадні та багатокаскадні. Багатокаскадні за способом зв'язку між каскадами поділяють на підсилювачі з **ємнісним, трансформаторним та гальванічним** зв'язком;
- за **пропорційністю миттєвих значень вхідного й вихідного сигналів** розрізняють підсилювачі з лінійним та з нелінійним режимами роботи. В підсилювачах з лінійним режимом роботи вихідний сигнал має форму близьку до вхідного сигналу.

Властивості підсилювачів визначає сукупність параметрів і характеристик, користуючись якими можна аналізувати їхню роботу і проектувати нові пристрої. Підсилювач зручно розглядати як активний чотирьохполюсник, до вхідних затисків якого приєднується джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги ($\dot{E}_C, \underline{Z}_C$) (рис. 7.1,а)) або джерела струму ($\dot{J}_C, \underline{Z}_C$) (рис. 7.1,б)), а до вихідних затисків – опір навантаження \underline{Z}_H .

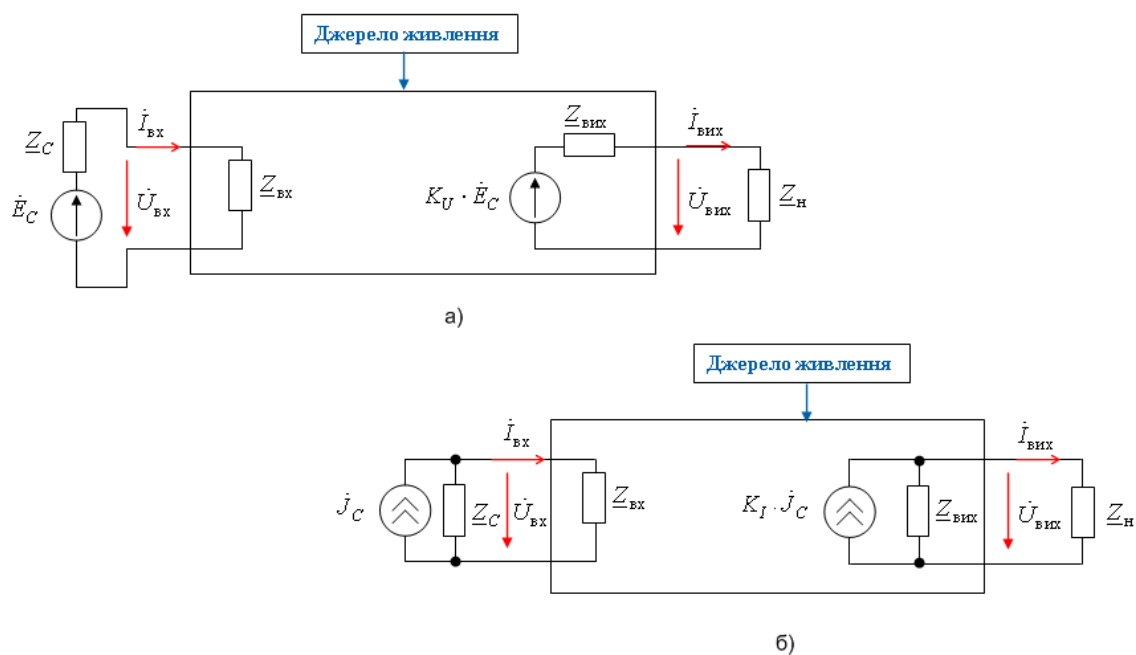


Рис. 7.1. Структурна схема підсилювача напруги (а) і струму (б)

Основними параметрами підсилювачів є коефіцієнти підсилення:

– **за напругою:**

$$\underline{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} e^{j(\psi_{U_{\text{вих}}} - \psi_{U_{\text{вх}}})} = K_U e^{j\varphi_U}, \quad (7.1)$$

за струмом: (7.2)

$$\underline{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{вих}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} e^{j(\psi_{I_{\text{вих}}} - \psi_{I_{\text{вх}}})} = K_I e^{j\varphi_I},$$

– **за потужністю K_P :**

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вих}} \cdot I_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}} = K_U \cdot K_I. \quad (7.3)$$

Підсилювачі можуть мати різні за значеннями коефіцієнти підсилення $\underline{K}_U, \underline{K}_I, K_P$. Принциповим є лише те, що **коефіцієнт підсилення за потужністю завжди більший за одиницю** ($K_P > 1$), інакше пристрій втрачає своє призначення як підсилювач. З цього виходить обов'язкова умова, що хоча б один із двох інших коефіцієнтів підсилення ($\underline{K}_U, \underline{K}_I$) має бути більшим за одиницю.

До основних параметрів підсилювачів належать також **вхідний опір** $\underline{Z}_{\text{вх}}(\omega)$ і **вихідний опір** $\underline{Z}_{\text{вих}}(\omega)$. Для узагальненої структурної схеми підсилювача напруги (рис. 7.1,а)):

$$\underline{Z}_{\text{вх}}(\omega) = \left. \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} \right|_{R_{\text{н}}=\text{const}}, \quad (7.4)$$

$$\underline{Z}_{\text{вих}}(\omega) = \left. \frac{\dot{U}_{\text{вих нх}} - \dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{I}_{\text{вих}}} \right|_{R_{\text{н}}=\text{const}}. \quad (7.5)$$

Значення вхідних і вихідних опорів потрібно враховувати при узгодженні підсилювача як з джерелом вхідного сигналу, так і з навантаженням.

Найважливішими характеристиками підсилювачів з лінійним режимом роботи є:

- амплітудна характеристика,
- амплітудно-частотна характеристика,
- фазочастотна характеристика.

Амплітудна характеристика підсилювача $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 7.2) – це залежність амплітуди (або діючого значення) вихідної напруги від амплітуди (діючого значення) входної синусоїдної напруги з фіксованою частотою в області середніх частот підсилювача. Амплітудна характеристика дозволяє приблизно оцінити межі лінійності підсилення.

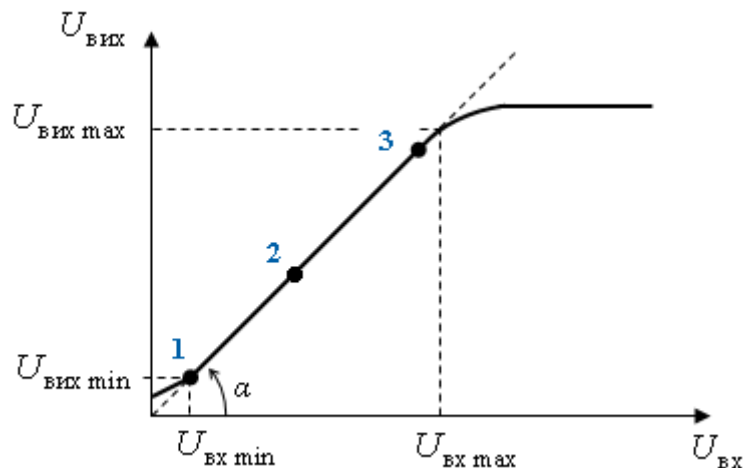


Рис. 7.2. Амплітудна характеристика підсилювача

На ділянці 1-3 спостерігається пропорційна залежність амплітуди вихідного сигналу від амплітуди входного. Це **робочий діапазон** амплітуд входного сигналу ($U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}$), на якому амплітудна характеристика прямолінійна, а кут її нахилу визначається коефіцієнтом підсилення на фіксованій частоті входного збудження. Ділянка амплітудної характеристики ліворуч від точки 1 ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$) не використовується через неможливість відрізнити корисний сигнал від власних шумів підсилювача (пульсацій напруг джерел живлення, теплових процесів). За

межами робочого діапазону праворуч від точки **3** ($U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$) пропорційність між $U_{\text{вих}}$ та $U_{\text{вх}}$ порушується внаслідок нелінійних спотворень.

Динамічний діапазон характеризує діапазон амплітуд (діючих значень) вхідного сигналу, в межах якого підсилювач здатен створювати пропорційні значення вихідної напруги:

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}. \quad (7.6)$$

Для забезпечення передачі звукових коливань достатньо мати звуковий діапазон $D = 60(\text{дБ})$.

Відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного сигналу називають **спотвореннями**. Розрізняють нелінійні й лінійні спотворення. **Нелінійні спотворення** виникають через нелінійність вхідних і вихідних ВАХ активних елементів, а також внаслідок нелінійності вебер-амперних характеристик обмоток трансформаторів зв'язку в багатокаскадних підсилювачах. Нелінійні спотворення вхідного сигналу збільшуються зі збільшенням амплітуди вхідного сигналу. У складі вихідної напруги при нелінійних спотвореннях з'являються вищі гармоніки, які обумовлюють несинусоїдну її форму. Рівень нелінійних спотворень кількісно оцінюється **коефіцієнтом нелінійних спотворень** підсилювача, який визначається як відношення діючого значення усіх вищих гармонік вихідного сигналу до діючого значення вихідного сигналу:

$$K_{\text{нс}} = \frac{\sqrt{U_{\text{вих}(2)}^2 + U_{\text{вих}(3)}^2 + U_{\text{вих}(4)}^2 + \dots}}{U_{\text{вих}}} \cdot 100\% \quad (7.7)$$

Для підсилення мовлення і музики з середньою якістю коефіцієнт нелінійних спотворень не має перевищувати 2%.

Лінійні спотворення вхідних сигналів, які мають складний спектр, обумовлені неоднаковими значеннями коефіцієнта підсилення $\underline{K} = K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ на різних частотах, що спричинює різне підсилення окремих гармонік вхідного сигналу. Через це форми вихідного сигналу та вхідного відрізняються. Неоднаковість підсилення пояснюється залежністю реактивних опорів елементів підсилювача від частоти і частотною залежністю параметрів напівпровідникових приладів. Для оцінки лінійних спотворень використовують амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) і фазочастотні характеристики (ФЧХ) коефіцієнтів підсилення.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) являє собою залежність модуля коефіцієнта підсилення напруги, струму чи потужності від частоти ($K(\omega)$ або $K(f)$) (рис. 7.3,а)).

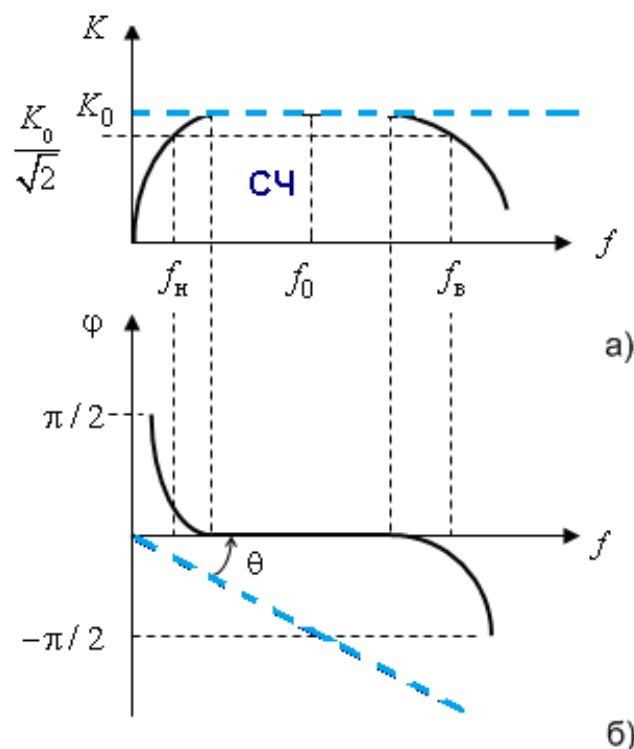


Рис. 7.3. Частотні характеристики коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного транзисторного підсилювача з ємнісним зв'язком між каскадами: АЧХ (а) і ФЧХ (б)

Коефіцієнт підсилення ідеального підсилювача абсолютно однаковий на всіх частотах у необмеженому діапазоні, отже, АЧХ для ідеального підсилювача – це необмежена пряма лінія, що паралельна осі частот (штрихова лінія $K_0(f) = \text{const}$ на рис. 7.3,а)). На цьому ж рисунку суцільною лінією показана АЧХ коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного транзисторного підсилювача з ємнісним зв'язком між каскадами в припущенні чисто активного навантаження. В **діапазоні середніх частот** АЧХ реального підсилювача збігається з АЧХ ідеального підсилювача. Зменшення коефіцієнта підсилення в області низьких частот пояснюється наявністю конденсаторів зв'язку між каскадами, а в області високих частот – зменшенням коефіцієнта передачі струму транзистора.

Лінійні частотні спотворення чисельно оцінюють за **коефіцієнтом частотних спотворень**, який визначається як відношення модулів коефіцієнтів підсилення на середній частоті смуги пропускання $K_0(f_0)$ і заданій робочій частоті $K(f)$:

$$M = \frac{K_0(f_0)}{K(f)} \quad (7.8)$$

де f_0 – частота смуги середніх частот.

Чим більший від одиниці коефіцієнт частотних спотворень M , тим більшими є частотні спотворення амплітуди вхідного сигналу. Діапазон частот, для яких коефіцієнт частотних спотворень не перевищує допустимих значень, називають **смугою пропускання підсилювача** – $\Delta f = f_v - f_n$. Границі смуги пропускання підсилювача називають відповідно **нижньою** f_n і **верхньою** f_v **граничними частотами** (рис. 7.3,а)). Вважають, що для роботи підсилювача в лінійному режимі необхідно, щоб коефіцієнт частотних спотворень за напругою не перевищував значення $\sqrt{2}$:

$$M_{\text{гр}} = \frac{K_0(f_0)}{K_H(f_H)} = \frac{K_0(f_0)}{K_B(f_H)} = \sqrt{2}, \quad (7.9)$$

Фазочастотна характеристика (ФЧХ) підсилювача – це залежність фазового зсуву між вихідним і вхідним сигналами від частоти: $\varphi(f) = \varphi_{\text{вих}}(f) - \varphi_{\text{вх}}(f)$. На рис. 7.3,б) суцільною лінією наведена ФЧХ коефіцієнта підсилення за напругою багатокаскадного транзисторного підсилювача з ємнісним зв'язком між каскадами у припущенні активного навантаження, а штрих-пунктирною $\varphi(\omega) = -\tau \cdot \omega$ – ФЧХ для ідеального підсилювача.

За шириною смуги частот робочого діапазону підсилювачі з лінійним режимом роботи поділяють на широкосмугові підсилювачі (ШСП) та вузькосмугові (вибіркові) підсилювачі (ВСП) (рис. 7.4).

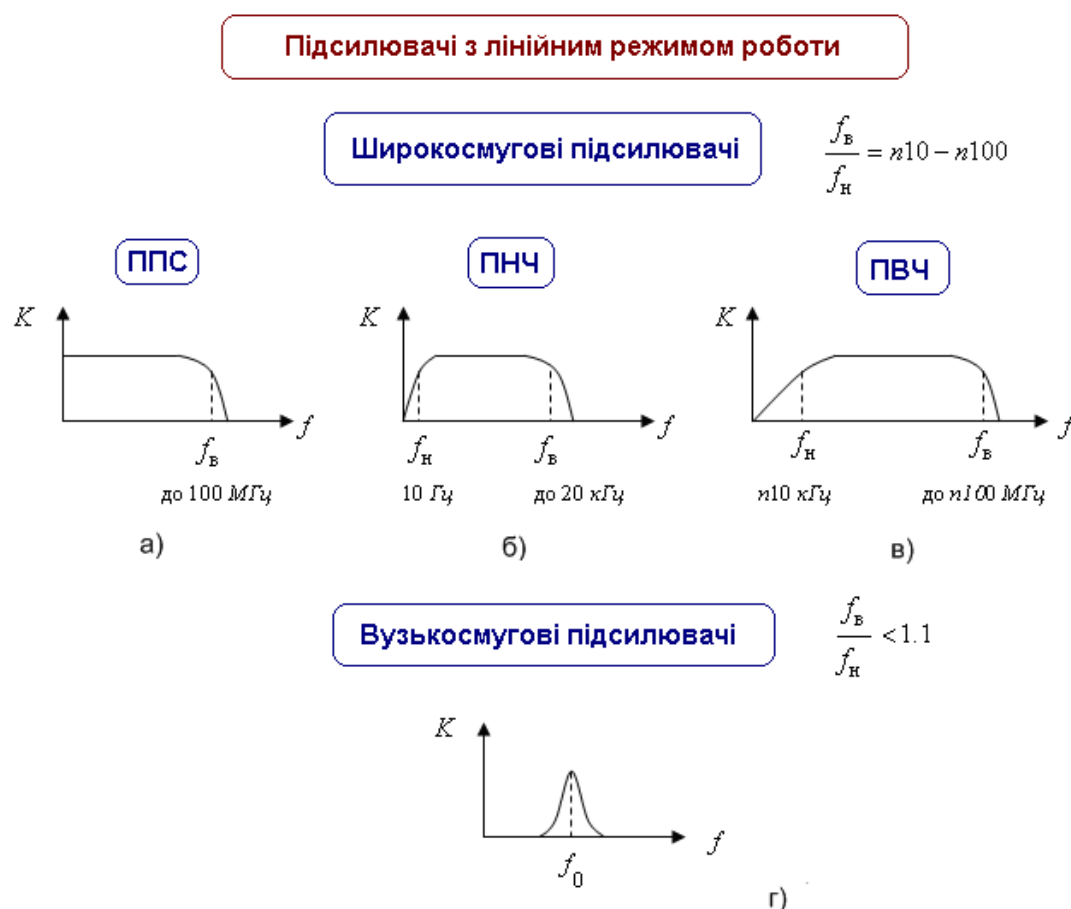


Рис. 7.4. Класифікація підсилювачів за шириною смуги пропускання

Широкосмугові підсилювачі застосовують для підсилення сигналів складної форми з широким спектром частот, зокрема, імпульсів. Серед широкосмугових підсилювачів, залежно від діапазону середніх частот, розрізняють **підсилювачі постійного струму (ППС)**, які підсилюють не тільки змінні, але й постійні сигнали з $f_H = 0$, і **підсилювачі змінного струму**. Підсилювачі змінного струму, в свою чергу, об'єднують **підсилювачі низьких частот (ПНЧ)** і **підсилювачі високих частот (ПВЧ)**.

Вузькосмугові (вибіркові) підсилювачі призначені для підсилення сигналів у вузькій смузі частот, а поза цією смугою коефіцієнт підсилення повинен сильно зменшуватися. Частотна вибірковість створює високу завадозахищеність систем, які працюють на фіксованих частотах.

6.2.2. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою зі спільним емітером

Найпростіша схема, яка дає змогу здійснити підсилення потужності, називається **підсилювальним каскадом**. Розглянемо детально побудову та принципи дії найуживаніших каскадів підсилення з увімкненням біполярного транзистора за схемою зі спільним емітером.

6.2.2.1. Аналіз роботи підсилювального каскаду на БТ

Розглянемо структуру підсилювального каскаду на базі транзистора $p-n-p$ -типу, увімкненого за схемою зі спільним емітером (рис. 7.5). Основними елементами схеми є транзистор VT , джерело живлення E_K і резистор R_K . Ці елементи утворюють вихідне коло підсилювального каскаду, в якому проходить колекторний струм транзистора $i_K(t)$, керований струмом бази $i_B(t)$. Вхідний сигнал $u_{вх}(t)$ подається на базу транзистора. На вхід каскаду подається також постійна напруга зміщення

$U_{зм}$, яка за відсутності інформативного вхідного сигналу ($u_{вх}(t)=0$) забезпечує постійну напругу між базою та емітером $U_{зм}=U_{BEc}$ і протікання через транзистор постійних струмів I_{Bc}, I_{Ec}, I_{Kc} , які визначають режим спокою каскаду. Вихідний сигнал $u_{вих}(t)$ знімається безпосередньо з колектора транзистора VT . Навантаження каскаду за змінним струмом: $R_{\approx} = \frac{R_H \cdot R_K}{R_H + R_K}$.

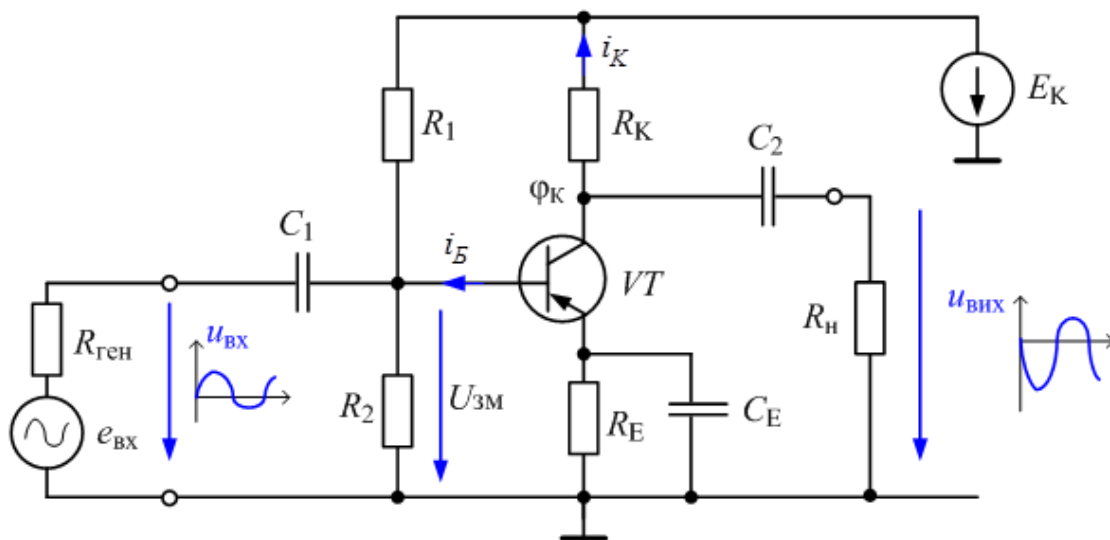


Рис. 7.5. Загальна схема підсилювального каскаду СЕ на транзисторі $p-n-p$ -типу

Призначення окремих елементів каскаду:

- VT – біполярний транзистор;
- E_K – джерело живлення каскаду;
- $e_{вх}(t), R_{ген}$ – джерело вхідного сигналу зі змінною ЕРС $e_{вх}(t)$ та внутрішнім опором $R_{ген}$;
- R_1, R_2 – резистивні елементи, що забезпечують режим роботи каскаду за постійним струмом [§ 6.2.2.3];

- C_1, C_2 – розділювальні конденсатори, які запобігають протіканню постійного струму через джерело вхідного сигналу та навантаження (розділяють вхід і вихід за постійними струмом і з'єднують за змінним струмом);
- R_K – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом;
- R_H – навантаження, на якому виділяється корисний підсилений вхідний сигнал;
- R_E, C_E – забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою [§ 6.2.2.4].

Аналогічну структуру має підсилювальний каскад на транзисторі n – p – n -типу (рис. 7.6). Відмінність полягає у полярності джерела постійної напруги, яке живить каскад, та полярності вхідних сигналів, які відкривають транзистор.

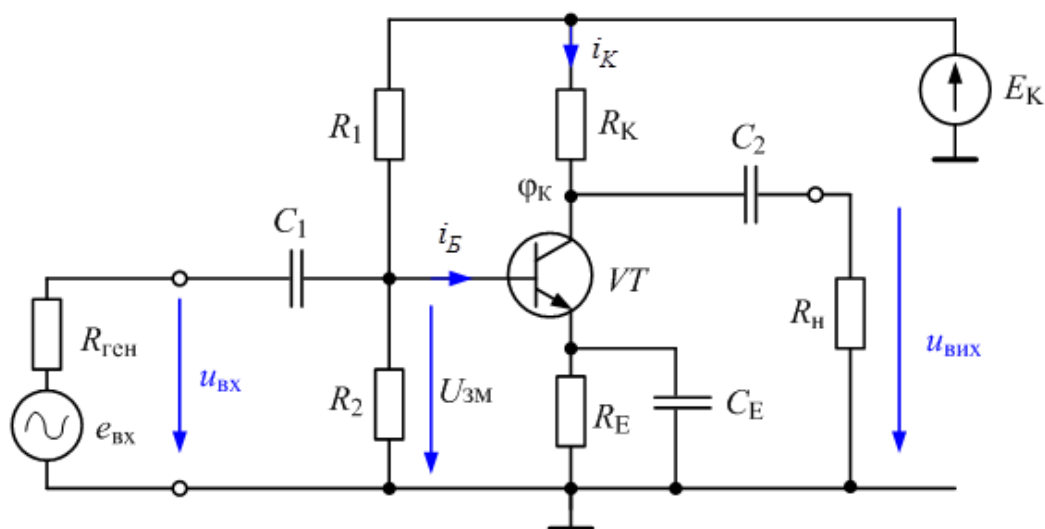


Рис. 7.6. Загальна схема підсилювального каскаду СЕ на транзисторі n – p – n -типу

При проектуванні підсилювача здійснюють розрахунок параметрів за постійним і змінним струмами. **Залежно від співвідношення між постійними й змінними складовими струмів і напруг на виході**

підсилювача можна отримати як неспотворений, так і більш чи менш спотворений сигнали. Можливі декілька принципово різних **режимів роботи** [§ 6.2.2.2].

Розрахунок каскаду за постійним струмом здійснюють для забезпечення заданого режиму роботи. Результатом розрахунку є значення параметрів усіх резисторів схеми підсилювача для забезпечення необхідних значень струмів і напруг у точці спокою каскаду. Аналіз виконують графоаналітичним методом з використанням вхідних і вихідних характеристик транзистора та ліній навантаження за входом і виходом каскаду. Спочатку обирають точку спокою каскаду на вихідних характеристиках транзистора для заданого класу підсилення [§ 6.2.2.2]. Щоб задати режим спокою каскаду, необхідно забезпечити обране значення струму бази в режимі спокою I_{Bc} (зафіксувати струм бази). У схемах на рис. 7.5, 7.6 для цього на вході каскаду увімкнені резистори R_1, R_2 , за допомогою яких фіксується потенціал бази. Отже, потрібно обчислити значення параметрів елементів R_1, R_2 кола зміщення підсилювача, які забезпечують потрібний струм бази I_{Bc} [§ 6.2.2.3]. Потім розрахувати номінали резистора колекторного навантаження транзистора за постійним струмом та резистора, який забезпечує термостабілізацію каскаду за постійним струмом:

$$R_K = \frac{U_{R_{Kc}}}{I_{Kc}} \approx \frac{|E_K| - |U_{KEc}| - U_{REc}}{I_{Kc}}, \quad (7.10)$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{Ec}} \approx \frac{(0,05 \dots 0,2) |E_K|}{I_{Kc} + I_{Bc}}. \quad (7.11)$$

Розрахунок каскаду за змінним струмом здійснюють залежно від режиму роботи каскаду. Наприклад, в режимі А розрахунок зводиться до обчислення номіналів конденсаторів, що входять до схеми

підсилювального каскаду, та визначення основних параметрів підсилювального каскаду для змінних складових сигналів: коефіцієнтів підсилення за струмом \underline{K}_I , напругою \underline{K}_U і потужністю K_P , вхідного і вихідного опорів каскаду.

Блокуючий конденсатор C_E вмикають у коло емітера для шунтування резистора за змінною складовою, щоб розірвати негативний зворотний зв'язок із кола термостабілізації за змінним струмом. Розділювальний конденсатор C_1 дає змогу виключити протікання постійного струму через джерело змінного сигналу за ланцюгом $E_K - R_1 - R_{ген}$ та зафіксувати напругу $U_{БЕс}$ при будь-якому опорі джерела сигналу $R_{ген}$. Функція розділювального конденсатора C_2 зводиться до пропускання у навантаження тільки змінної складової напруги. Ємності розділювальних конденсаторів обирають такими, щоб в області смуги пропускання конденсатори не впливали на проходження змінної складової сигналу. У припущенні, що ємнісні опори розділювальних конденсаторів C_1, C_2 та конденсатора у колі емітера C_E на нижній граничній частоті f_H у 10 разів менші за, відповідно, вхідний та вихідний опори підсилювача для змінного сигналу й опір резистора R_E у колі емітера, розрахункові формули для номіналів конденсаторів мають вигляд:

$$\frac{1}{\omega_H C_1} = \frac{R_{вх}}{10} \rightarrow C_1 = \frac{10}{\omega_H R_{вх}}, \quad (7.12)$$

$$\frac{1}{\omega_H C_2} = \frac{R_{вих}}{10} \rightarrow C_2 = \frac{10}{2\pi \cdot f_H \cdot R_{вих}}, \quad (7.13)$$

$$\frac{1}{\omega_H C_E} \ll R_E \rightarrow C_E = \frac{10}{\omega_H R_E}. \quad (7.14)$$

Для визначення основних параметрів підсилювального каскаду для змінних складових сигналів при роботі каскаду в режимі А транзистор замінюють малосигнальною моделлю в h -параметрах (рис. 6.10). Тоді

схема заміщення підсилювального каскаду за змінним струмом набуває вигляду як на рис. 7.7.

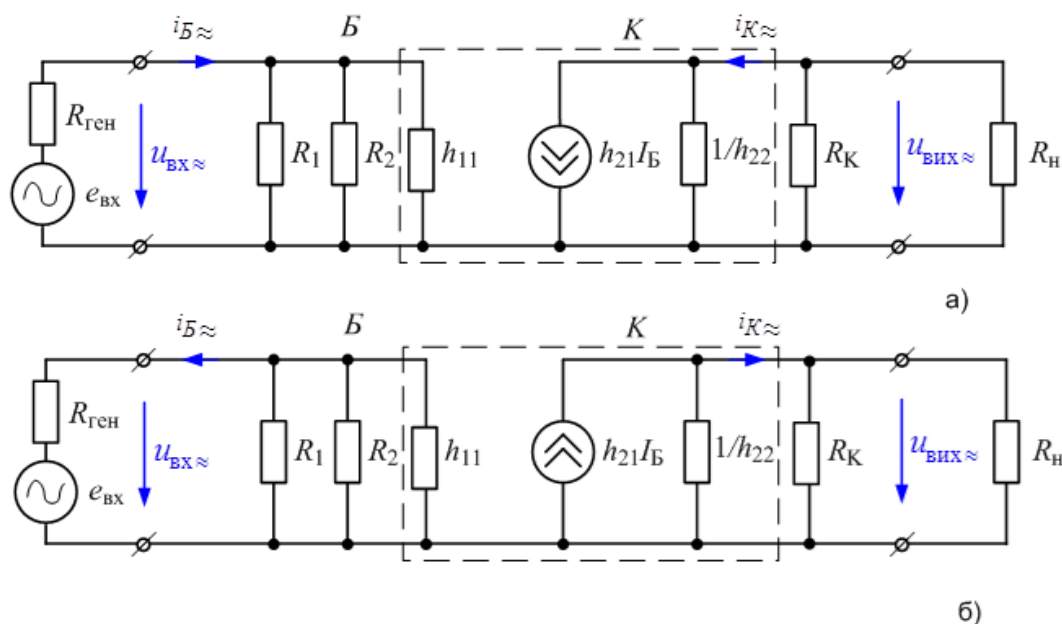


Рис. 7.7. Еквівалентна малосигнальна схема заміщення для області середніх частот підсилювального каскаду на транзисторі $n-p-n$ -типу (а) та на транзисторі $p-n-p$ -типу (б)

Основою схеми заміщення підсилювача є схема заміщення транзистора, що позначена на схемі пунктиром. Оскільки внутрішній опір джерела живлення E_K для змінної складової струму незначний, резистори R_1, R_2 в еквівалентній схемі з'єднані паралельно й увімкнені паралельно до входного опору транзистора h_{11} . З тієї ж причини з'єднані паралельно резистор у колі колектора R_K та опір навантаження R_H . Для входних сигналів з частотою із області середніх частот підсилювача опорами розділових конденсаторів можна знехтувати, як і опором C_E у колі температурної стабілізації.

Основні показники підсилювального каскаду:

- вхідний опір за змінним струмом обчислюється як опір паралельно увімкнених ділянки напруги та входного опору транзистора:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{дільн}} \cdot h_{11E}}{R_{\text{дільн}} + h_{11E}}, \text{ де } R_{\text{дільн}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.15)$$

Якщо обирати номінали резисторів подільника напруги достатньо великими, то

$$R_{\text{вх}} \approx h_{11}. \quad (7.16)$$

- коефіцієнт підсилення за напругою:

$$\underline{K}_U = \frac{u_{\text{вих}\approx}}{u_{\text{вх}\approx}} = -\frac{i_{K\approx} \cdot R_{\text{н}\approx}}{i_{B\approx} \cdot R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_{\text{н}\approx}}{R_{\text{вх}}}, \quad (7.17)$$

- коефіцієнт підсилення за струмом:

$$\underline{K}_I = \frac{i_{\text{вих}\approx}}{i_{\text{вх}\approx}} = \frac{i_{K\approx} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_{\text{н}}}}{i_{B\approx}} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_{\text{н}}}. \quad (7.18)$$

- вихідний опір за змінним струмом як опір паралельно увімкнених вихідного опору транзистора та опору R_K :

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_K \cdot \frac{1}{h_{22E}}}{R_K + \frac{1}{h_{22E}}} = \frac{R_K}{1 + h_{22E} \cdot R_K}. \quad (7.19)$$

Вихідний опір транзистора з боку зворотно увімкненого колекторного переходу дуже великий (порядку мегомів), тому вихідний опір підсилювача можна наближено прирівнювати значенню опору колекторного навантаження:

$$R_{\text{вих}} \approx R_K. \quad (7.20)$$

6.2.2.2. Режим роботи підсилювального каскаду на БТ

Співвідношення між постійними та змінними складовими струмів і напруг визначають режим роботи підсилювального каскаду. Можливі

декілька принципово різних режимів роботи, які називають **класами підсилення**: А, В, АВ, С, D. У підсилювачах потужності знайшли застосування три класи підсилення: клас **А**, клас **В**, клас **АВ**.

Пригадаємо, що точка перетину лінії навантаження з вихідною статичною характеристикою транзистора, яка побудована для заданого значення вхідного струму, – це **робоча точка**. Розміщення робочої точки за відсутності вхідного змінного сигналу для заданого струму бази I_{Bc} – це **точка спокою** підсилювального каскаду. В режимі **класу А** точку спокою обирають посередині лінійної ділянки динамічної вихідної характеристики транзистора за постійним струмом і працюють зі змінними сигналами, амплітудні значення яких не зміщують робочу точку за межі лінійної ділянки динамічної характеристики транзистора.

Для наочності взаємозв'язків між змінами вхідних та вихідних сигналів на рис. 7.8 зображені відповідні епюри. На вихідних статичних характеристиках $n-p-n$ -транзистора побудована лінія навантаження та указана точка спокою каскаду **А**. При незначних змінах вхідного сигналу, що подається між базою і емітером, струм бази отримує приріст $i_{B\approx} = i_B - I_{Bc}$. При цьому струм колектора змінюється на значно більшу величину $i_{K\approx} = i_K - I_{Kc} = \beta \cdot i_{B\approx}$. Наприклад, збільшення вхідного струму на $i_{B\approx} = I_{B\max} - I_{Bc}$ спричинює переміщення робочої точки на вихідній динамічній характеристиці ліворуч від точки спокою до $I_{K\max}$. При цьому вихідна напруга зменшується до значення $U_{KE\min}$. Зменшення вхідного струму до $I_{B\min}$ веде до переміщення робочої точки на вихідній динамічній характеристиці праворуч від точки спокою, що спричинює зменшення струму колектора до $I_{K\min}$ і збільшення вихідної напруги до значення $U_{KE\max}$. Максимальна амплітуда вихідного сигналу в режимі класу А може досягати значення близько до $U_{KE\max} \cong E_K/2$. Для цього

необхідно обирати $U_{KEc} = E_K/2$ або $I_{Kc} = E_K/2R_K$. У режимі А робоча точка каскаду, рухаючись вздовж лінії навантаження, не потрапляє у нелінійні області вихідних характеристик (насичення і відсічки), тобто в області спотворення сигналу. **Форма вихідного сигналу $u_{\text{вих}}(t)$ і є інвертованою щодо форми вхідного сигналу $u_{\text{вх}}(t)$ в каскадах СЕ.** В режимі А струм у вихідному колі підсилювача тече протягом всього періоду зміни напруги вхідного сигналу (рис. 7.8).

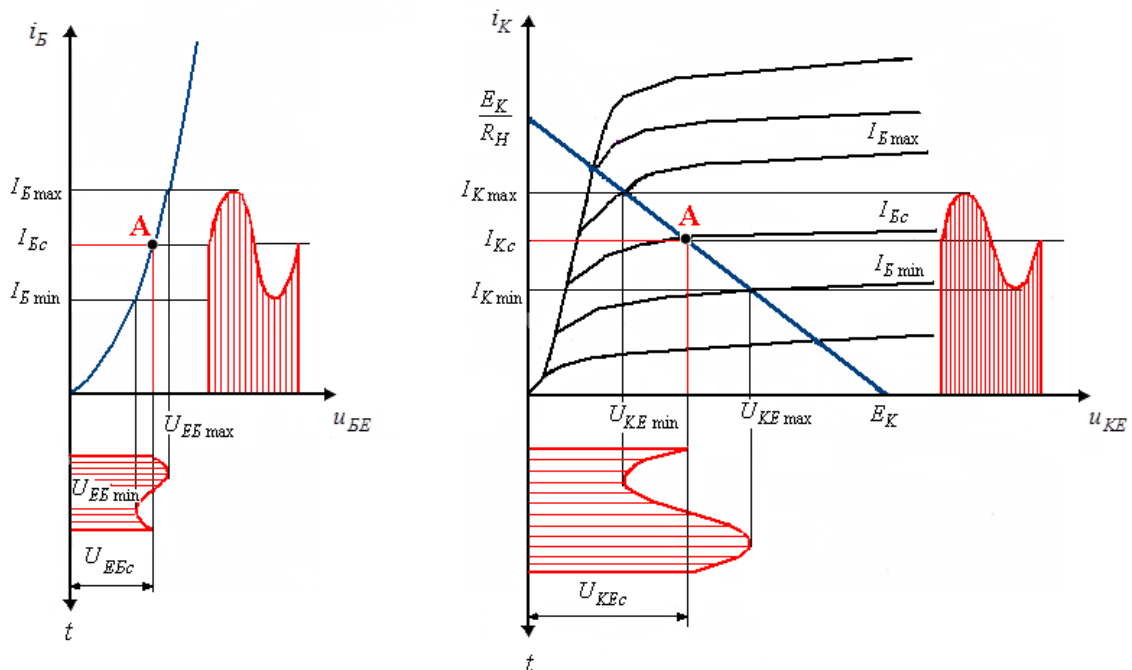


Рис. 7.8. До пояснення принципу роботи підсилювального каскаду за схемою СЕ в режимі А на транзисторі $n-p-n$ -типу

Режим А характеризується роботою транзистора в лінійній області, де зміни вихідного струму $i_{K\approx}(t)$ пропорційні змінам вхідного $i_{B\approx}(t)$. Для роботи в режимі класу А необхідним є виконання умов:

$$I_{Km} \leq I_{Kc}, U_{KE m} \leq U_{KEc} \quad (7.21)$$

де $I_{Km}, U_{KE m}$ – це максимальні значення змінних складових $i_{K\approx}(t)$ і $u_{KE\approx}(t)$.

Каскади підсилення класу А забезпечують найменші нелінійні спотворення вихідного сигналу, але мають низький коефіцієнт корисної дії, який навіть теоретично не може перевищувати 50%:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{ген}}} \cong \frac{U_{KE} \cdot I_K}{E_K \cdot I_{Kc}} \cong \frac{E_K/2 \cdot I_K}{E_K \cdot I_{Kc}} \cong 0,5. \quad (7.22)$$

З огляду на відносно невелике значення ККД режим підсилення А використовують лише у малопотужних однотактних каскадах (декілька десятків міліват).

В режимі **класу В** точка спокою (точка C_B на рис. 7.9) знаходиться на межі з областю відсічки.

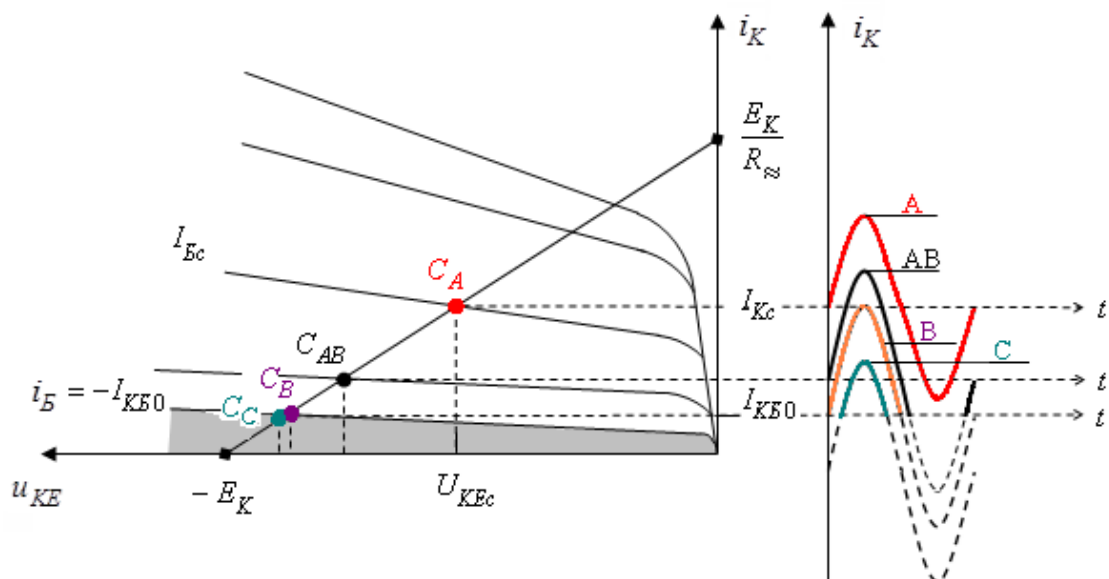


Рис. 7.9. Розміщення точок спокою на вихідних характеристиках $p-n-p$ -транзистора у різних режимах роботи

За наявності вхідного синусоїдного сигналу струм колектора проходить тільки під час одного півперіоду (у каскаді з $n-p-n$ -транзистором – при $u_{\text{вх}}(t) > 0$, у каскаді з $p-n-p$ -транзистором – при $u_{\text{вх}}(t) < 0$), а протягом іншого півперіоду транзистор працює в режимі відсічки. Основним недоліком підсилювачів, що працюють в класі В, є

значні нелінійні спотворення вихідної напруги через суттєву нелінійність початкової ділянки вхідної характеристики транзистора. Це призводить до появи у вихідних сигналів типових спотворень, які одержали назву «східців». ККД підсилювача, який працює в режимі класу В, збільшується до 70% наслідок зменшення потужності, що споживається каскадом від джерела живлення у режимі спокою ($I_{Kc} = I_{KE0}$). Щоб підсилити вхідний синусоїдний сигнал підсилювачі виконують за двотактною схемою з використанням двох транзисторів. Кожний з транзисторів слугує для підсилення однієї із двох півхвиль вхідного сигналу. Двотактні каскади широко застосовують як підсилювачі потужності.

В режимі **класу АВ** точку спокою (точка C_{AB} на рис. 7.9) обирають на ділянці вихідної характеристики між точками C_A і C_B . Отже, струм у вихідному колі транзистора тече протягом більш від половини періоду зміни синусоїдної напруги вхідного сигналу. Цей режим характеризується більшим ККД, ніж режим А, і дає змогу суттєво зменшити нелінійні спотворення вихідного сигналу, які властиві режиму В. При практичних застосуваннях намагаються забезпечити напругу зміщення, яка б дорівнювала би пороговій напрузі емітерного переходу транзистора $U_{зм} = U_{BEпор}$. Тим самим усувається причина появи «східців» у вихідній напрузі, а незначний струм I_{Kc} , що з'являється, не зменшує суттєво високий ККД каскаду. Вихідні каскади підсилювачів потужності працюють здебільшого саме в режимі АВ.

В режимі **класу С** точку спокою (точка C_C на рис. 7.9) обирають в області глибокої відсічки (наприклад, для $p-n-p$ -транзистора $U_{BEc} > 0_K$, $I_{Kc} = I_{KB0}$, $I_{Bc} \cong -I_{KB0}$). Отже, при синусоїдному вхідному сигналі транзистор більшу частину періоду знаходиться в режимі відсічки, тому струм у вихідному колі каскаду тече протягом часу, меншого за

півперіод вхідного сигналу. Режим С характеризується вищим ККД порівняно з режимом В (η до 85%), а нелінійні спотворення не більші, ніж в режимі В. Знаходить широке застосування в потужних резонансних підсилювачах (наприклад, радіопередавальних пристроях) і в підсилювачах-формувацах, які працюють за умови перевищення вхідним сингалом певного рівня.

Режим роботи підсилювального каскаду, коли точка спокою належить області відсічки (C_B або C_C на рис. 7.9), а на вхід подається великий сигнал, який зміщує робочу точку одразу в область насичення (рис. 7.10), називається режимом підсилення **класу D** або режимом великого сигналу. Вихідна напруга підсилювача, що працює в класі D, завжди має форму прямокутного імпульсу.

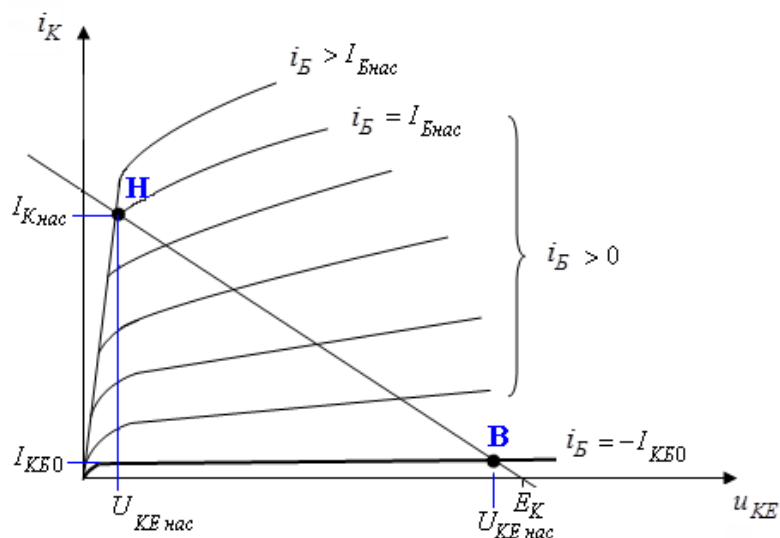


Рис. 7.10. До пояснення електричних станів підсилювального каскаду на транзисторі $n-p-n$ -типу під час роботи в режимі D

В режимі відсічки (точка **В**) через каскад проходить незначний струм, а напруга на виході транзистора набуває найбільшого значення:

$$I_{K \text{ від}} = I_{КБ0}, \quad U_{KE \text{ від}} \cong E_K. \quad (7.24)$$

У режимі насичення (точка Н) через каскад проходить великий струм, а напруга на виході транзистора набуває найменшого значення:

$$\begin{aligned} I_B &\geq I_{B_{нас}}, \\ I_{K_{нас}} &\geq \beta I_{B_{нас}} \cong \frac{E_K}{R_K}, \\ U_{KE_{нас}} &\cong (0,05 - 0,2)В. \end{aligned} \quad (7.23)$$

Для переходу в режим насичення керуючий струм бази має набути значення $I_B = I_{B_{нас}}$. Якщо струм бази набуває значень більших за $I_{B_{нас}}$, то транзистор все одно працює в режимі насичення.

ККД підсилювача в класі D наближається до одиниці через дуже незначні втрати в режимах відсічки й насичення. Режим класу D знаходить широке застосування в імпульсних, релейних і цифрових електронних пристроях.

6.2.2.3. Способи організації зміщення

Щоб задати режим спокою транзисторного каскаду, необхідно забезпечити певне значення струму спокою бази I_{Bc} . Для цього на вході каскаду має діяти певна постійна напруга, що має назву **напруги зміщення** $U_{зм}$, а кола, які забезпечують подачу цієї напруги, називають **колами зміщення**. Наприклад, після подачі напруги зміщення точка спокою каскаду за схемою зі спільним емітером зміщується з положення, що відповідає $I_{Bc} = 0$, у інше положення згідно з класом підсилення. Розповсюджені два способи організації зміщення емітерного переходу: **з** фіксованим струмом бази і з фіксованою напругою бази.

У схемі з **фіксованим струмом бази** (рис. 7.11,а)) зміщення на базу транзистора подається від джерела живлення каскаду $(-E_K)$ через резистор R_B (рис. 7.11,а). Через те що напруга на відкритому емітерному

переході транзистора мала $|U_{BE}| \cong 0,7(B) \ll |E_K|$, вважають, що опір R_B знаходиться під напругою джерела живлення $(-E_K)$. У цьому випадку для забезпечення розрахункового I_{Bc} значення опору резистора R_B знаходять із виразу:

$$R_B = \frac{|E_K| - |U_{BEc}| - U_{R_{Ec}}}{I_{Bc}}. \quad (7.25)$$

Напруга спокою на базі визначається за вхідною характеристикою транзистора для заданого струму I_{Bc} .

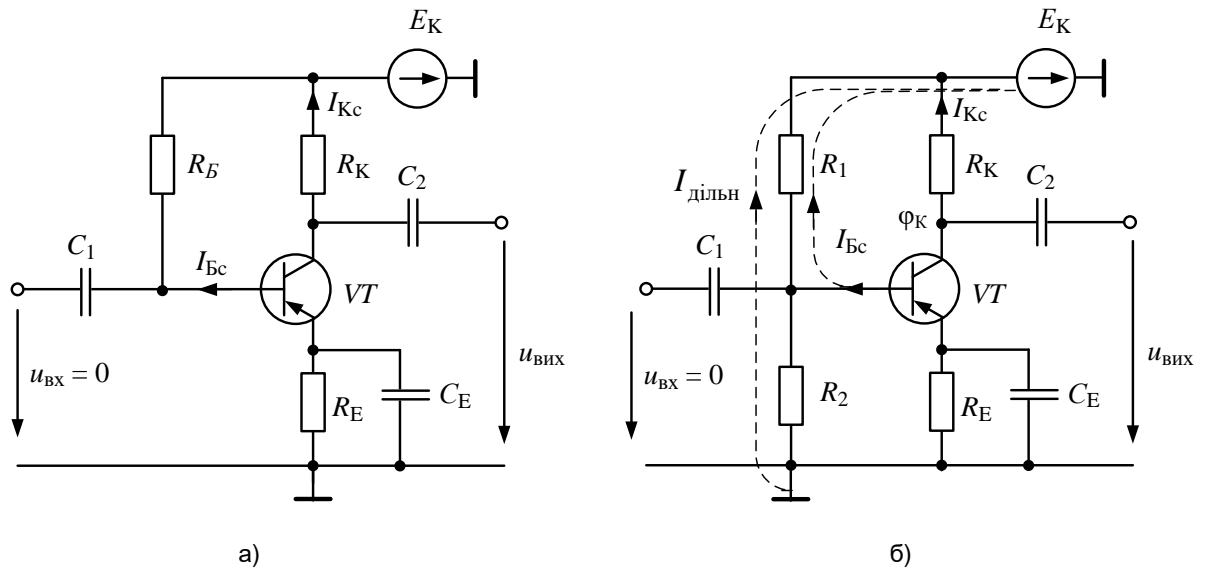


Рис. 7.11. Організація зміщення в підсилювальних каскадах: **3**
фіксованим струмом бази (а) і з фіксованою напругою бази (б)

У схемі з **фіксованою напругою база-емітер** (рис. 7.11,б)) значення постійних складових струмів і напруг у вхідному і вихідному колах в режимі спокою забезпечуються відповідним вибором значень опорів ділника напруги R_1 і R_2 . Струм ділника I_D обирають рівним $I_D = (2-5) \cdot I_{Bc}$. Вибір такого співвідношення струмів пояснюється міркуванням, що тільки досить великі значення I_D через резистор R_1

можуть забезпечити відносну незалежність напруги U_{BEc} від змін струму I_{Bc} внаслідок температурних коливань. За обраним I_D опори дільника R_1 і R_2 визначають із співвідношень (7.26):

$$R_1 = \frac{|E_K| - |U_{BEc}| - U_{R_{Ec}}}{I_{дільн} + I_{Bc}}, \quad R_2 = \frac{|U_{BEc}| + U_{R_{Ec}}}{I_{дільн}}. \quad (7.26)$$

Якщо обрати I_D на порядок більший, ніж I_{Bc} , то

$$U_{BEc} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_K. \quad (7.27)$$

Схему з фіксованим базовим струмом застосовують для роботи підсилювачів в діапазоні змін температури до $20^\circ C$ через значну чутливість до коливань температури. Схема з фіксованою напругою база-емітер є більш термостабільною, але має інший недолік: струм I_D проходить навіть за відсутності вхідного сигналу. Через підвищену витрату енергії джерела живлення схему зміщення з фіксованою напругою U_{BEc} застосовують у малопотужних каскадах.

6.2.2.4. Схеми температурної стабілізації режиму роботи підсилювального каскаду на БТ

Некерована зміна вихідної напруги підсилювача при незмінній напрузі вхідного сигналу називається **дрейфом нуля** $\Delta U_{др}$. Дрейф нуля є наслідком нестабільності напруг джерел живлення і температурної нестабільності параметрів режиму спокою каскаду. Транзистори, які працюють в апаратурі, нагріваються як з підвищенням температури навколишнього середовища, у тому числі від розміщених поруч інших елементів, так і від струмів, що протікають через транзистори. Основними причинами температурної нестабільності транзисторів виявляються

температурні зміни зворотних струмів через p - n -переходи і коефіцієнтів передачі струму ($\beta - (0,5-1)\%$ на градус, $\alpha - (0,03-0,05)\%$ на градус). Найбільш неприємним явищем є, так званий, температурний зворотний зв'язок, який полягає в тому, що зростання температури спричиняє зростання струмів через транзистор, а останнє ще більш підвищує температуру транзистора, тобто транзисторні струми швидко досягають своїх максимально допустимих значень і транзистор виходить з ладу.

Вихідні характеристики транзистора з підвищенням температури зміщуються вгору. В результаті точка спокою підсилювального каскаду переміщується вліво за навантажувальною прямою. Ця ситуація особливо небезпечна для підсилювача класу А, тому що одна з півхвиль вхідного сигналу може вивести транзистор в нелінійну область насичення, що призведе до однобічного спотворення вхідного сигналу, отже, з'являться нелінійні спотворення і робота підсилювача порушиться.

Для зменшення впливу температури на роботу підсилювального каскаду передбачена температурна стабілізація точки спокою. Існують три основні методи стабілізації режиму роботи транзисторного каскаду: введення кіл негативного зворотного зв'язку, параметрична стабілізація та термокомпенсація.

Метод **введення кіл зворотного зв'язку** є універсальним методом стабілізації параметрів як окремих транзисторних каскадів, так і всього підсилювача у цілому. Практичне застосування знайшли схеми з емітерною температурною стабілізацією та колекторною температурною стабілізацією. Найбільш ефективною для каскадів СЕ є **схема з емітерною температурною стабілізацією**, де послідовно з емітером вмикається резистор R_E , зашунтований конденсатором C_E , як показано на рис. 7.12,а).

Ємність конденсатора обирають таким чином, щоб для всіх частот змінних сигналів опір конденсатора був би значно менший опір, ніж

резистор R_E . Така зв'язка елементів забезпечує послідовний негативний зворотний зв'язок тільки за постійним струмом I_{Ec} через резистор R_E [§ 6.2.3]. Якщо підвищення температури призводить до збільшення колекторного струму I_{Kc} , то водночас збільшуються струм емітера $I_{Ec} = I_{Kc} + I_{Bc}$ і спад напруги на опорі R_E : $U_{R_E} = I_{Ec} \cdot R_E$. При цьому зменшується потенціал емітера. Зважаючи на незмінність напруги зміщення $U_{зм}$ на базі транзистора, яка задається дільником напруги R_1, R_2 , із рівняння для вхідного кола за другим законом Кірхгофа

$$U_{зм} = U_{BEc} + U_{R_E}, \quad (7.28)$$

робимо висновок про зменшення напруги між базою й емітером U_{BEc} і, отже, зменшення базового струму I_{Bc} . Пропорційно струму бази зменшується струм колектора і наближається до свого початкового значення I_{Kc} . Зазвичай задають $R_E = (0,1 \dots 0,2) R_K$. Схема зберігає працездатність при змінах температури на десятки градусів.

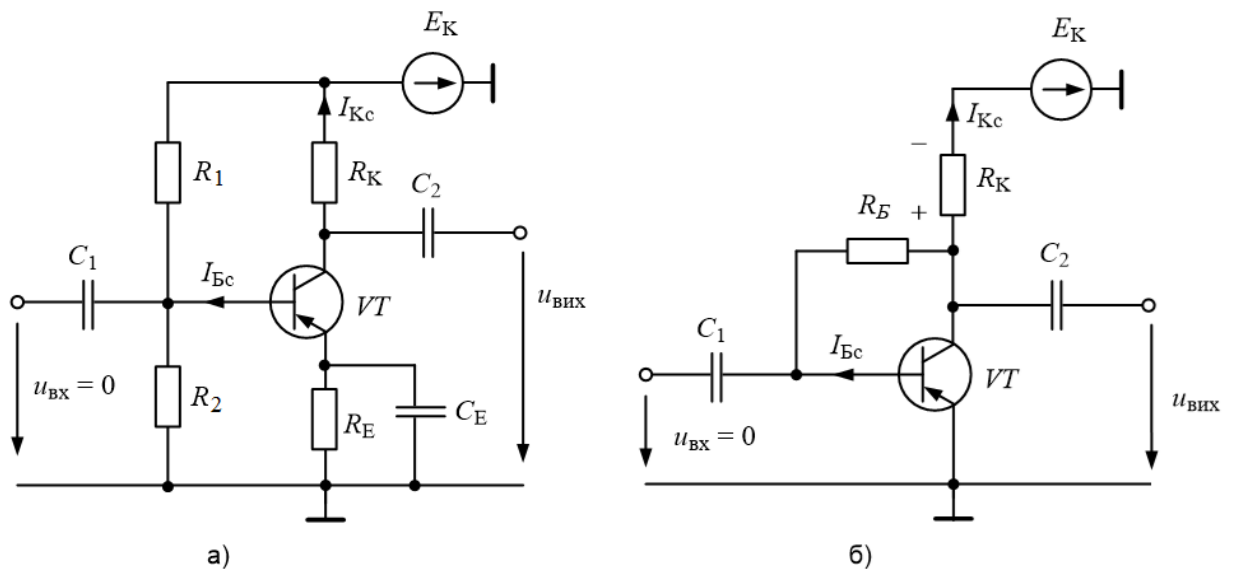


Рис. 7.12. Підсилювальний каскад за схемою СЕ на транзисторі $p-n-p$ -типу з емітерною (а) і колекторною (б) температурною стабілізацією

На рис. 7.12,б) наведена схема з **колекторною температурною стабілізацією**. Резистор зворотного зв'язку R_B вмикається між базою і колектором транзистора і забезпечує паралельний негативний зворотний зв'язок за напругою. При збільшенні струму I_{Kc} внаслідок підвищення температури спад напруги на опорі R_K збільшується і, відповідно, збільшується потенціал колектора. Зміна потенціалу колектора через резистор R_B передається на базу транзистора і зміщує емітерний перехід у зворотному напрямі. В результаті зменшується струм колектора до початкового значення I_{Kc} .

Методи **параметричної стабілізації** режимів роботи підсилювачів передбачають використання в транзисторних каскадах елементів, характеристики яких залежать від зовнішніх збурень. Наприклад, на рис. 7.13 наведена схема підсилювального каскаду, в якій терморезистор увімкнено в ділник напруги, що створює напругу зміщення на базу транзистора.

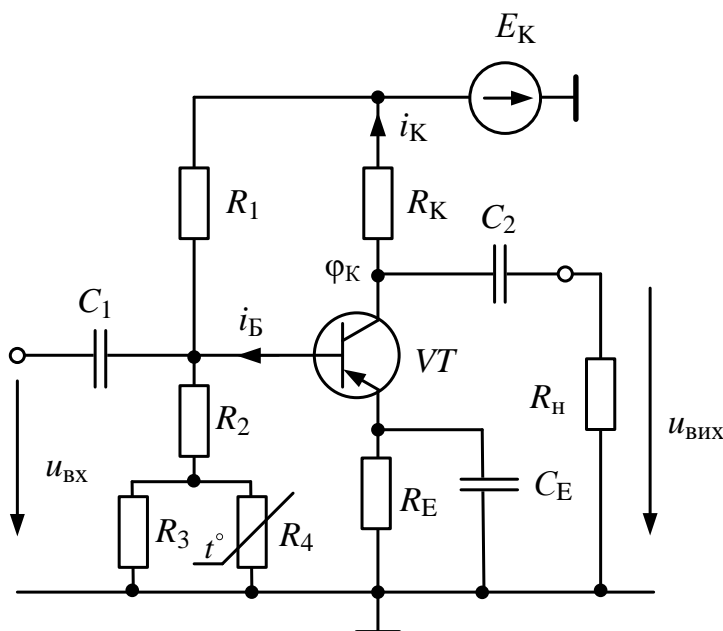


Рис. 7.13. Підсилювальний каскад за схемою СЕ на транзисторі $p-n-p$ -типу з параметричною температурною стабілізацією

Верхнє плече діляника – це резистор R_1 . Інше плече діляника складають термістор R_4 , зашунтований резистором R_3 , і увімкнений послідовно з ними резистор R_2 . З підвищенням температури опір терморезистора R_4 зменшується, а отже, зменшується опір нижнього плеча діляника напруги у цілому. Оскільки опір R_1 не зменшується (він може, навіть, трохи збільшитись при підвищенні температури), потенціал бази стає менш негативним. Це спричинює зменшення струму колектора. Така схема параметричної термостабілізації гарантує впевнену стабільність точки спокою транзистора. Суттєвим недоліком такого схемотехнічного варіанта є труднощі налаштування резисторів R_2 та R_3 , необхідних для точного функціонування схеми.

Методи **термокомпенсації** режиму роботи транзисторного каскаду об'єднують зовнішні конструктивні заходи для виключення впливу на транзисторний каскад небажаних змін температури. Наприклад, виділення найбільш чутливих елементів підсилювача в окремий блок з примусовим охолодженням.

Лекція 8. Зворотні зв'язки у підсилювачах. Операційні підсилювачі.

Перетворювачі аналогових сигналів на операційних підсилювачах

6.2.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називають передачу частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача.

Зворотні зв'язки створюють спеціально для покращення показників підсилювачів та надання їм деяких специфічних властивостей. З іншого боку, небажані зворотні зв'язки виникають через паразитні ємності і змінюють характеристики спроектованих пристроїв.

Частина вихідного сигналу передається на вхід підсилювача через **ланку зворотного зв'язку** (рис. 8.1). Ланка зворотного зв'язку характеризується **коефіцієнтом передачі ланки зворотного зв'язку $\underline{\beta}$** .

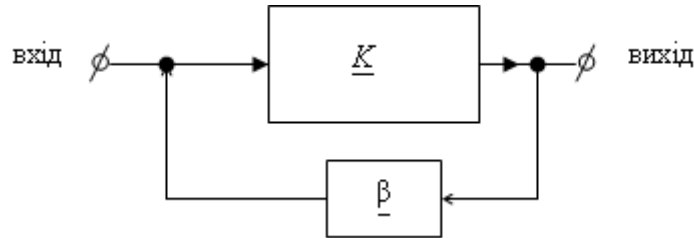


Рис. 8.1. Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком

Коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку $\underline{\beta}$ зв'язує параметр вихідного сигналу (струм, напругу) ланки зворотного зв'язку ($\dot{U}_{зз}, \dot{I}_{зз}$) з параметром вихідного сигналу підсилювача ($\dot{U}_{вих\beta}, \dot{I}_{вих\beta}$). Наприклад, коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку за напругою:

$$\underline{\beta}_U = \frac{\dot{U}_{зз}}{\dot{U}_{вих\beta}} = \beta_U e^{j\varphi_\beta}. \quad (8.1)$$

Зворотний зв'язок називають **частотно-залежним**, якщо до складу ланки зворотного зв'язку входять реактивні елементи, і **частотно-незалежним** ($\varphi_\beta = 0$), якщо ланка зворотного зв'язку – це сполучення резистивних елементів.

За способом увімкнення ланки зворотного зв'язку на виході підсилювача – на зворотний зв'язок за напругою і за струмом. Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідній напрузі підсилювача $\dot{U}_{вих\beta}$ або її частині, то в підсилювачі наявний зворотний зв'язок за напругою (рис. 8.2,а,б)). Після закорочування навантаження зворотний зв'язок за напругою зникає. Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний струму у вихідному колі, то наявний зворотний зв'язок за струмом ((рис. 8.2,в,г)).

За способом увімкнення ланки зворотного зв'язку на вході підсилювача розрізняють **послідовний** і **паралельний** зворотні зв'язки. При подачі напруги з виходу ланки зворотного зв'язку \dot{U}_{Σ} послідовно з напругою джерела вхідного сигналу зворотний зв'язок називають послідовним (рис. 8.2,а,в)). У цьому випадку на вході підсилювача виконується додавання напруг:

$$\dot{U}_{\Sigma} = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\Sigma}. \quad (8.2)$$

Якщо ж напруга \dot{U}_{Σ} подається на вхід підсилювача паралельно напрузі джерела вхідного сигналу, зворотний зв'язок називають паралельним (рис. 8.2,б,г)). При цьому на вході підсилювача виконується додавання струмів:

$$\dot{I}_{\Sigma} = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_{\Sigma}. \quad (8.3)$$

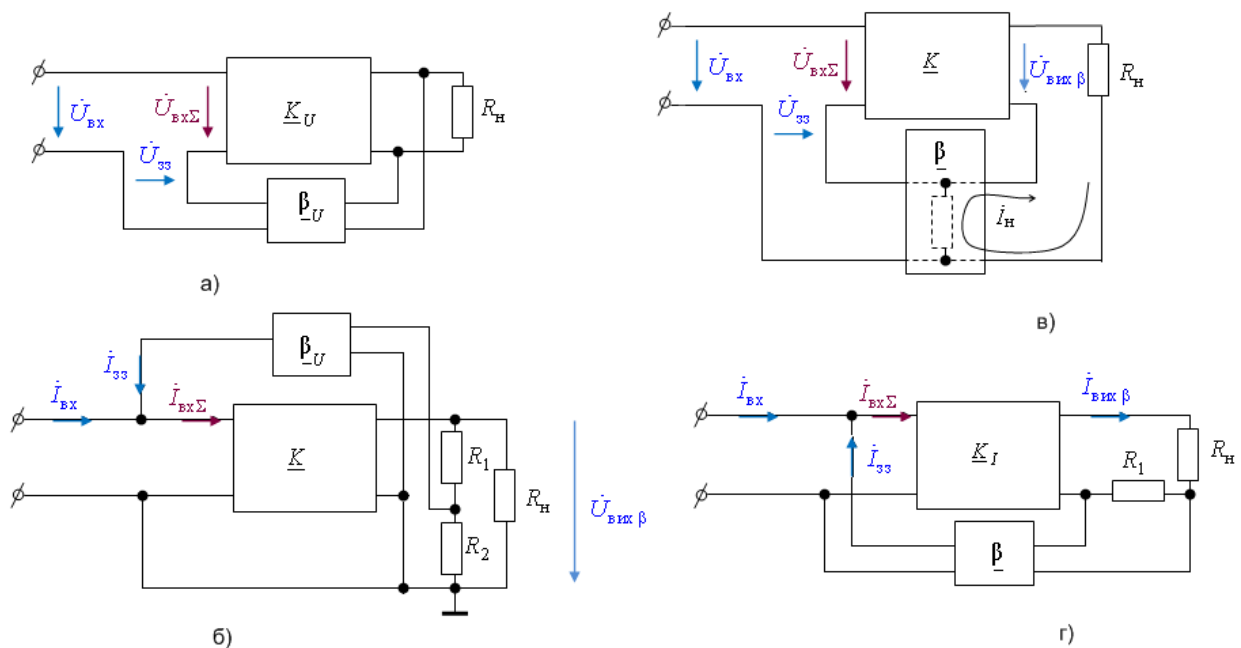


Рис. 8.2. Види зворотних зв'язків: послідовний за напругою (а), паралельний за напругою (б), послідовний за струмом (в), паралельний за струмом (г)

Конкретний вид зворотного зв'язку у підсилювачі визначається способами увімкнення ланки зворотного зв'язку за входом і за виходом. Розрізняють 4 види:

- 1) послідовний за напругою (рис. 8.2,а)),
- 2) паралельний за напругою (рис. 8.2,б)),
- 3) послідовний за струмом (рис. 8.2,в)),
- 4) паралельний за струмом (рис. 8.2,г)).

Усі види зворотного зв'язку дуже змінюють властивості підсилювального пристрою, і тому широко використовуються для керованої зміни його параметрів. Вплив кіл зворотного зв'язку на основні характеристики підсилювача розглянемо на прикладі схеми з послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис. 8.2,а)).

Припустимо, що підсилювальний каскад за відсутності ланки зворотного зв'язку характеризується коефіцієнтом підсилення $\underline{K}_U = \dot{U}_{\text{вих}} / \dot{U}_{\text{вх}} = K_U e^{j\varphi_U}$, а за наявності зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі $\underline{\beta}_U$ (8.1):

$$\begin{aligned} \underline{K}_{U\beta} &= \frac{\dot{U}_{\text{вих}\beta}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\underline{K}_U \cdot \dot{U}_{\text{вх}\Sigma}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\underline{K}_U (\dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{зз}})}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{\underline{K}_U (\dot{U}_{\text{вх}} + \underline{\beta}_U \dot{U}_{\text{вих}\beta})}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \underline{K}_U (1 + \underline{\beta}_U \underline{K}_{U\beta}). \end{aligned}$$

Звідки

$$\underline{K}_{U\beta} = \frac{\underline{K}_U}{1 - \underline{K}_U \underline{\beta}_U} = \frac{\underline{K}_U}{1 - \underline{\beta}_U K_U e^{j(\varphi_U + \varphi_\beta)}}. \quad (8.4)$$

У співвідношенні (8.4) добуток коефіцієнтів підсилення прямого каналу підсилювача і коефіцієнта передачі ланки зворотного зв'язку ($\underline{K}_U \underline{\beta}_U$) має назву **фактор** зворотного зв'язку, а величина $(1 - \underline{K}_U \underline{\beta}_U)$ – це **глибина** зворотного зв'язку.

Для практичних застосувань зворотних зв'язків найцікавішими є два випадки: від'ємний зворотний зв'язок (ВДЗ) та додатний зворотний зв'язок (ДЗЗ).

Від'ємний зворотний зв'язок характеризується надходженням сигналу з ланки зворотного зв'язку у протифазі з вхідним сигналом:

$$\varphi_U + \varphi_\beta = \pi(2n+1), n = \overline{0, \infty} \Rightarrow e^{j\pi(2n+1)} = \cos \pi + j \sin \pi = -1. \quad (8.5)$$

При цьому частина вихідного сигналу $\dot{U}_{зз} = \beta_U \dot{U}_{вих\beta}$ **віднімається** від вхідного $\dot{U}_{вх}$, звідси і назва зворотного зв'язку. Співвідношення (8.4) набуває вигляду (8.6).

$$\underline{K}_{U\beta} = \frac{\underline{K}_U}{1 - \beta_U \cdot \underline{K}_U} = \frac{\underline{K}_U}{1 + \beta_U \cdot K_U}. \quad (8.6)$$

При будь-яких значеннях β_U знаменник виразу (8.6) завжди більший за одиницю. Це означає, що введення від'ємного зворотного зв'язку зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача у $(1 + \beta_U \cdot K_U)$ разів. Не зважаючи на це, від'ємний зворотний зв'язок використовується для покращення багатьох параметрів підсилювачів, а саме, стабілізації коефіцієнта підсилення, розширення смуги пропускання багатокаскадного підсилювача з конденсаторним зв'язком каскадів, зменшення нелінійних спотворень вихідного сигналу, збільшення вхідного опору та збільшення вихідного опору підсилювача.

Додатний зворотний зв'язок характеризується надходженням сигналу з ланки зворотного зв'язку у фазі з вхідним сигналом:

$$\varphi_U + \varphi_\beta = 2\pi n, n = \overline{0, \infty} \Rightarrow e^{j2\pi n} = \cos 2\pi + j \sin 2\pi = +1. \quad (8.7)$$

Частина вихідного сигналу $\dot{U}_{зз} = \beta_U \dot{U}_{вих\beta}$ **додається** до вхідного $\dot{U}_{вх}$. Коефіцієнт підсилення підсилювача збільшується у $1/(1 - \beta_U \cdot K_U)$ разів:

$$\underline{K}_{U\beta} = \frac{\underline{K}_U}{1 - \underline{\beta}_U \cdot \underline{K}_U} = \frac{\underline{K}_U}{1 - \beta_U \cdot K_U}. \quad (8.8)$$

Додатний зворотний зв'язок переважно використовується в генераторах. Співвідношення $\beta_U \cdot K_U \geq 1$ характеризує **умову самозбудження** підсилювача, коли вхідний сигнал повертається на вхід каскаду через підсилювач і ланку зворотного зв'язку з такою самою ($\beta_U \cdot K_U = 1$) чи більшою амплітудою ($\beta_U \cdot K_U > 1$). Реалізація режиму самозбудження тільки на певній частоті дозволяє створювати генератори синусоїдних коливань.

Додатні зворотні зв'язки в пристроях, які виконують функції підсилювачів, як правило, небажані, однак, все одно виникають через внутрішні і зовнішні електричні зв'язки. Такі зворотні зв'язки називають **паразитними**. Вони викликають збільшення коефіцієнта підсилення на деяких ділянках частотного діапазону і навіть самозбудження підсилювача, тобто виникнення коливань на деякій частоті. З метою усунення паразитних зв'язків через кола живлення застосовують спеціальні фільтри, які відділяють кола живлення вхідних сигналів від вихідних за змінним струмом. Для усунення паразитних зв'язків каскадів через реактивні елементи широко застосовують екранування каскадів і монтаж екранованими провідниками, конструктивно розташовують якнайдалі вхідні й вихідні каскади.

6.2.4. Операційні підсилювачі

Операційний підсилювач (ОП, англ. *operational amplifier* – «*оп-атр*») – це підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, який має диференціальний вхід і, як правило, один спільний вихід. Назва «операційний підсилювач» історично зв'язана з призначенням перших схем. Операційний підсилювач був спроектований у 30-і роки на

лампах для виконання математичних операцій шляхом використання напруги як аналогової величини для моделювання базових математичних операцій (додавання, віднімання, інтегрування, диференціювання та інших). У сучасній електронній техніці операційні підсилювачі застосовують надзвичайно широко як багатоцільові елементи для побудови апаратури різного призначення: підсилювачів, генераторів синусоїдних та імпульсних сигналів, стабілізаторів напруги, активних фільтрів і т.п.

Структури операційних підсилювачів різних марок відрізняються, але основи побудови однакові. Більшість ОП виконують трикаскадними з безпосередніми зв'язками між каскадами. Це три функціональні блоки:

1. **Вхідний каскад**, який виконується за схемою диференціального підсилювача і забезпечує високий вхідний опір приладу та підсилення на фоні малих шумів. ОП має два входи – прямий (неінвертуючий) і інверсний (інвертуючий) і один вихід.
2. **Підсилювач напруги**, який має дуже великий коефіцієнт підсилення за напругою.
3. **Вихідний підсилювач**, який зазвичай виконується за схемою емітерного повторювача, що забезпечує підсилення за потужністю, малий вихідний опір та високу навантажувальну здатність за струмом.

З розвитком інтегральної технології ОП стали виготовляти двокаскадними без підсилювача напруги.

Для полегшення виділення змінного сигналу на виході ОП живлення схеми виконують двополярним як послідовне з'єднання двох джерел з заземленою середньою точкою (розщеплене живлення). ОП здатні працювати у широкому діапазоні напруг джерел живлення з типовими значеннями для загального застосування від $\pm 1,5$ (В) до ± 18 (В).

На виході ОП потенціал може приймати додатні та від'ємні значення залежно від вхідних сигналів. Надходження вхідного сигналу $u_{\text{вх}+}$ на прямий вхід спричинює приріст вихідного сигналу, який співпадає за фазою (знаком) із приростом вхідного. Якщо сигнал $u_{\text{вх}-}$ подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Вихідна напруга $u_{\text{вих}}$ зв'язана з напругами на входах ОП співвідношенням (8.9), але не може перевищувати напругу живлення ОП:

$$u_{\text{вих}} = K_{\text{УОП}} \cdot (u_{\text{вх}+} - u_{\text{вх}-}), \quad (8.9)$$

де $u_{\text{вих}}$ – напруга на виході ОП, $u_{\text{вх}+}$ – напруга на прямому вході ОП, $u_{\text{вх}-}$ – напруга на інвертуючому вході ОП, $K_{\text{УОП}}$ – коефіцієнт підсилення за напругою ОП. Усі напруги відраховуються відносно точки схеми ОП з нульовим потенціалом.

Наприклад, в таблиці 8.1 представлені значення вихідних сигналів для ОП з коефіцієнтом підсилення за напругою $K_{\text{УОП}} = 10^5$ і розщепленим живленням $E = \mp 15(\text{В})$ за умови різних збуджень постійними сигналами на обидва входи як по черзі, так і водночас.

Таблиця 8.1

$u_{\text{вх}+}, \text{мкВ}$	0	1	10	50	150	500	0	0	0	0	1	10	-50	500
$u_{\text{вх}-}, \text{мкВ}$	0	0	0	0	0	0	10	50	150	500	1	-10	-10	-10
$u_{\text{вих}}, \text{В}$	0	0,1	1	5	15	15	-1	-5	-15	-15	0	2	-4	15

Потенціал на виході ОП має дорівнювати нулеві у разі відсутності сигналу на вході. Стан, коли $u_{\text{вх}} = 0 \Rightarrow u_{\text{вих}} = 0$, називають **балансом** ОП. Збалансовані ОП легко з'єднувати послідовно і охоплювати зворотними зв'язками. Для забезпечення відсутності дрейфу нуля сучасні ОП мають спеціальні виводи для підключення схеми балансування (**корекції нуля**).

Умовні позначення та умовно-графічні позначення операційних підсилювачів на схемах такі самі як позначення стандартних інтегральних схем: прямокутник без додаткових полів (рис. 8.3,а) або з додатковими полями. Іноді для наочності ОП зображують у формі трикутника (рис. 8.3,б). На рис. 8.3,в)...д) показані іноземні умовні зображення інтегральних схем, що містять один, два і чотири ОП в одному корпусі.

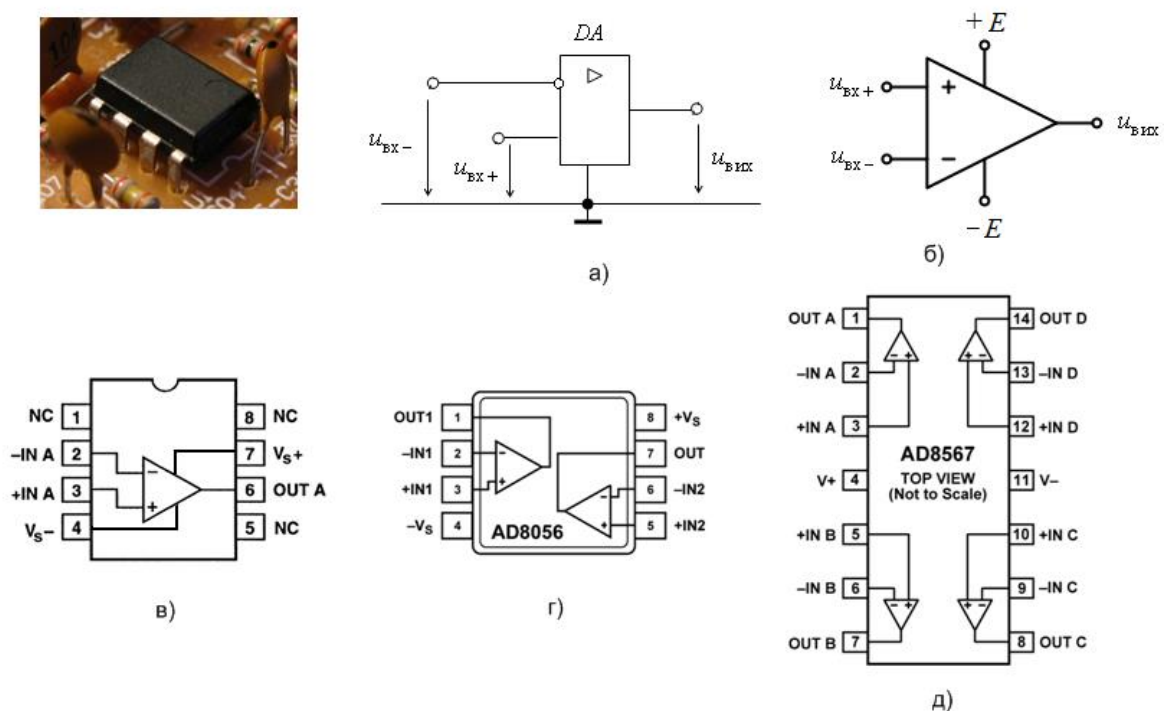


Рис. 8.3. Умовні позначення ОП на схемах: спрощені (а), (б); з зазначенням функціонального призначення виводів ІС – одноканального ОП AD8005 (в), двоканального ОП AD8056 (г) та чотирьоканального ОП AD8567 (д)

Принципові схеми реальних операційних підсилювачів наведені в довідниках, але, як правило, у практичних застосуваннях можна користуватися мікросхемою ОП як окремим напівпровідниковим приладом, не цікавлячись її будовою.

Проаналізуємо **властивості ідеального операційного підсилювача**, який є фізичною абстракцією, тобто не може реально існувати, проте дає

змогу суттєво спростити розгляд роботи схем, до складу яких входять реальні ОП.

1. Нескінченно великий коефіцієнт підсилення за напругою для всього частотного діапазону:

$$K_{U\text{ ОП}} \rightarrow \infty. \quad (8.10)$$

2. Нескінченно великий вхідний опір обох входів ОП:

$$R_{\text{вх}} \rightarrow \infty. \quad (8.11)$$

Іншими словами, струм, що протікає через ці входи, дорівнює нулю:

$$i_{\text{вх}} = 0. \quad (8.12)$$

3. Нульовий вихідний опір ОП:

$$R_{\text{вих}} = 0. \quad (8.13)$$

4. Нескінченно велика швидкість наростання напруги на виході ОП.

5. Смуга пропускання: від постійного струму до нескінченності.

З вищезазначених характеристик ідеального ОП виходить найважливіша властивість ідеального ОП, охопленого ланкою від'ємного зворотного зв'язку: **ідеальний ОП, охоплений негативним зворотним зв'язком, підтримує однакову напругу на своїх входах:**

$$u_{\text{вх}+} - u_{\text{вх}-} = 0. \quad (8.14)$$

У разі порушення співвідношення (8.14) диференціальна напруга підсилюється ОП з $K_{U\text{ ОП}} \rightarrow \infty$ і передається через ланку ВЗЗ, що зменшує існуючу різницю. І так до тих пір, поки рівність (8.14) не буде виконано.

Реальні операційні підсилювачі характеризуються **параметрами і характеристиками**. Параметри сучасних реальних операційних підсилювачів наближаються до параметрів ідеального ОП. До основних параметрів ОП належать:

- **Коефіцієнт підсилення** має типові значення $K_{U\text{ ОП}} = 10^5 - 10^6$ на постійному струмі;

- **Вхідний опір** (не менший від 400 кОм) забезпечує типові значення вхідного струму $i_{\text{вх}} = 10^{-9} - 10^{-12} \text{ (A)}$;
- Ненульовий, але невеликий **вихідний опір**;
- Ненульова напруга між входами ОП (**напруга зміщення**) в активному стані. Типові значення $u_{\text{зм}} = 10^{-3} - 10^{-6} \text{ (В)}$. Напруга зміщення – це дуже важливий параметр, який обмежує точність ОП, наприклад, при порівнянні двох напруг;
- Ненульове посилення синфазного сигналу. Якщо на обидва входи ідеального ОП подати одну і ту саму напругу, то вихідний сигнал має дорівнювати нулеві. Однак, у реальних ОП значення вхідної синфазного напруги має деякий вплив на вихідну напругу. Цей вплив кількісно оцінюють **коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу**, який визначається як відношення коефіцієнта підсилення диференціального сигналу до коефіцієнта підсилення синфазного сигналу $(U_{\text{вих диф}}/U_{\text{вх диф}})/(U_{\text{вих синф}}/U_{\text{вх синф}})$. Типові значення: $10^4 - 10^6$;
- Обмежена смуга пропускання у десятки-сотні МГц.

Найважливішими характеристиками операційного підсилювача є його **передавальні характеристики** $u_{\text{вих}} = f(u_{\text{вх}})$ (рис. 8.4).

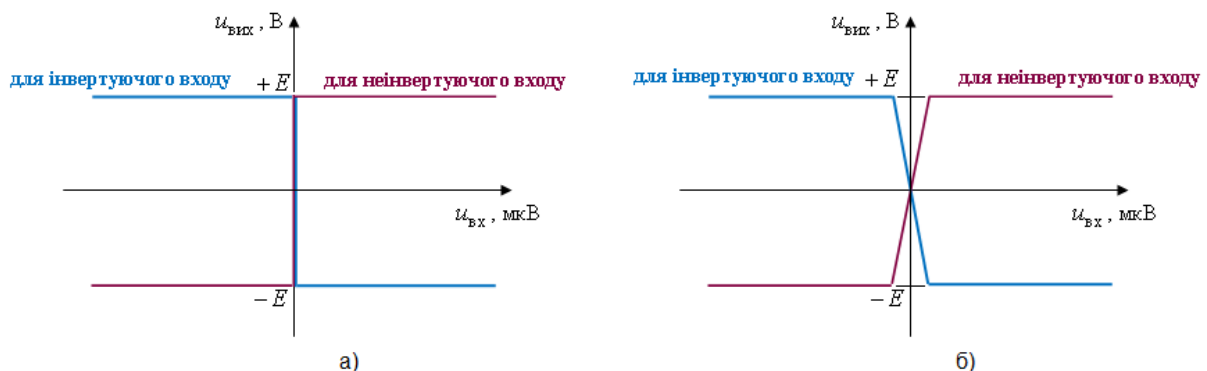


Рис. 8.4. Передавальні характеристики операційного підсилювача:
ідеального (а), реального (б)

Щоб зняти передавальні характеристики, потрібно по черзі подавати сигнал на один із входів ОП за умови з'єднання іншого входу з нульовою точкою. Дві характеристики відображають передавання значень вхідної напруги з інвертуючого і неінвертуючого входів на вихід ОП. Кожна характеристика складається з трьох ділянок. Дві горизонтальні ділянки кожної з характеристик відповідають режимам насичення ОП. При змінах вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга залишається незмінною і має значення, близькі до напруг джерел живлення $\pm E$ (В). Третя ділянка кожної характеристики є вертикальною для ідеального ОП (рис. 8.4,а)) і має нахил для реального ОП (рис. 8.4,б)). У реальних ОП нахил лінійних ділянок залежить від значення коефіцієнта підсилення $K_{U\text{ ОП}} = \Delta u_{\text{вих}} / \Delta u_{\text{вх}}$. Зважаючи на великі значення $K_{U\text{ ОП}}$, скісна ділянка передавальної характеристики реального ОП обмежена дуже малими значеннями вхідних напруг.

Характеристики збалансованого ОП проходять через нуль. Якщо передавальні характеристики реальних ОП дещо зміщені праворуч чи ліворуч від балансного стану внаслідок розкиду параметрів елементів і температурного дрейфу, то слід відновити збалансований стан і компенсувати напругу зміщення.

Операційні підсилювачі як окремі компоненти електричних схем застосовують в якості **компараторів** для порівняння сигналів, що надходять на прямий та інверсний входи, та перетворювачів змінного сигналу на послідовність прямокутних імпульсів.

На рис. 8.5 зображена схема порівняння вхідного сигналу $u_{\text{вх}}$ на інверсному вході ОП з еталонним вхідним сигналом на прямому вході, що задається потенціометром. Якщо вхідний сигнал менший від еталонного, то вихідна напруга сягає максимального значення $u_{\text{вих}} \approx +E$ і світлодіод, в якості індикатору стану ОП, висвітлює. Як тільки сигнал на інверсному

вході перевищує еталонну напругу, світлодіод вмикається, а напруга на виході приймає мінімальне значення $-E(B)$.

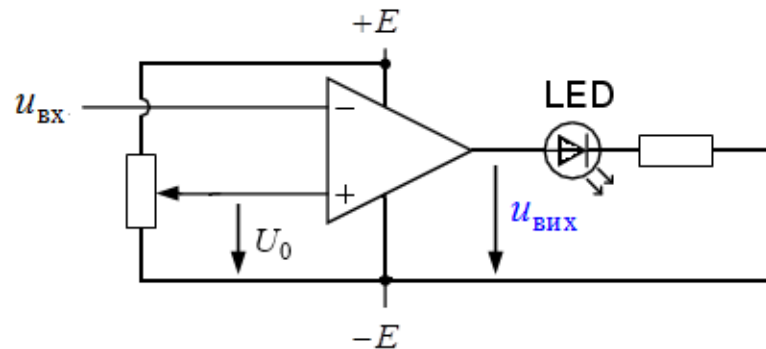


Рис. 8.5. Схема компаратора на ОП

Схему можна використовувати для практичних застосувань, порівнюючи напругу з будь-якого вимірювального приладу з еталонною і вмикаючи замість світлодіода реле або інший прилад. В пристроях силової електроніки компараторні увімкнення ОП використовують для реєстрації моментів переходу напруги через нуль (опорна напруга дорівнює нулеві) і називають відповідні компаратори **нуль-органами**.

На рис. 8.6,а) зображена схема з ОП для перетворення змінного сигналу на послідовність прямокутних імпульсів.

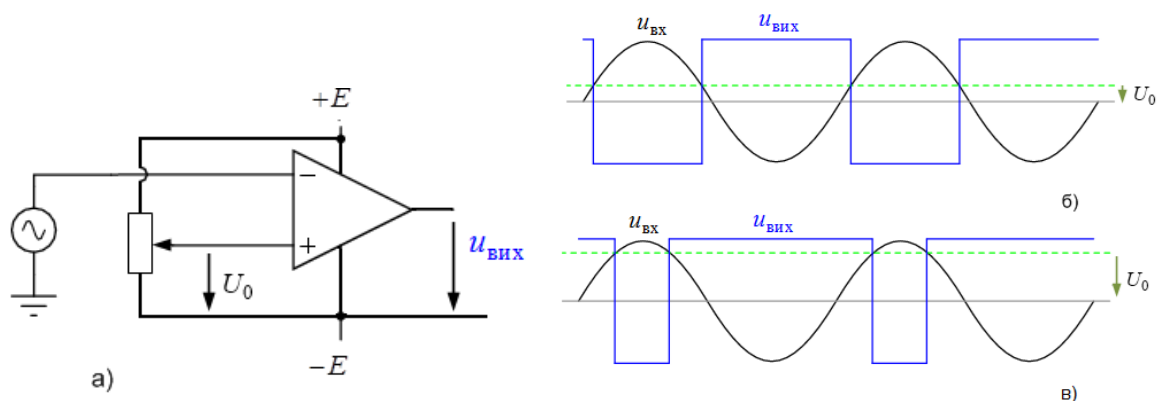


Рис. 8.6. Перетворювач змінної напруги на послідовність імпульсів: схема (а), часові діаграми входньої $u_{ВХ}$ і вихідної напруг $u_{ВІХ}$ для двох значень еталонної напруги U_0 (б), (в)

На прямий вхід перетворювача подається постійна еталонна напруга з потенціометра, а на інверсний синусоїдна напруга. На виході ОП отримуємо напругу у вигляді меандру (рис. 8.6,б)). Змінюючи рівень еталонної напруги за допомогою потенціометра, можна змінювати щільність імпульсів (рис. 8.6,в)). Вочевидь змінна напруга на інверсному вході може бути будь-якої форми (трикутна, меандр, пилкоподібна або будь-який інший вид хвилі), щоб схема виконувала ті самі функції.

6.2.5. Перетворювачі аналогових сигналів на операційних підсилювачах

Широке практичне застосування операційних підсилювачів в аналогових схемах ґрунтується, головним чином, на використанні ОП з різного роду зовнішніми зворотними зв'язками. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми від'ємними зворотними зв'язками, а неінвертуючий – додатними зворотними зв'язками.

За умови дуже великого значення коефіцієнту підсилення прямого каналу підсилювача, охопленого ланкою глибокого від'ємного зворотного зв'язку, коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком визначається лише коефіцієнтом передачі ланки зворотного зв'язку:

$$K_{U\beta} = \frac{K_U}{1 + \beta_U \cdot K_U} = \frac{\lim_{K_U \rightarrow \infty} K_U}{\lim_{K_U \rightarrow \infty} (1 + \beta_U \cdot K_U)} = 1/\beta. \quad (8.15)$$

Таким чином, введення в зовнішні кола зворотної передачі різних лінійних і нелінійних елементів дає змогу спрямовано синтезувати пристрої з потрібними алгоритмами перетворення вхідного сигналу.

Розглянемо приклади побудови аналогових схем різного функціонального призначення на ОП з припущеннями, що ОП наближається за своїми властивостями до ідеального.

6.2.5.1. Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач підсилює вхідний сигнал і змінює фазу вихідного сигналу відносно вхідного. На рис. 8.7 наведена схема інвертуючого підсилювача, який створюється введенням паралельного від'ємного зворотного зв'язку за напругою через резистор R_{33} на інвертуючий вхід ОП. Прямий вхід з'єднується зі спільною точкою входу і виходу схеми (заземлюється). Вхідний сигнал $u_{\text{вх-}}$ подається через резистор R_1 на інвертуючий вхід ОП.

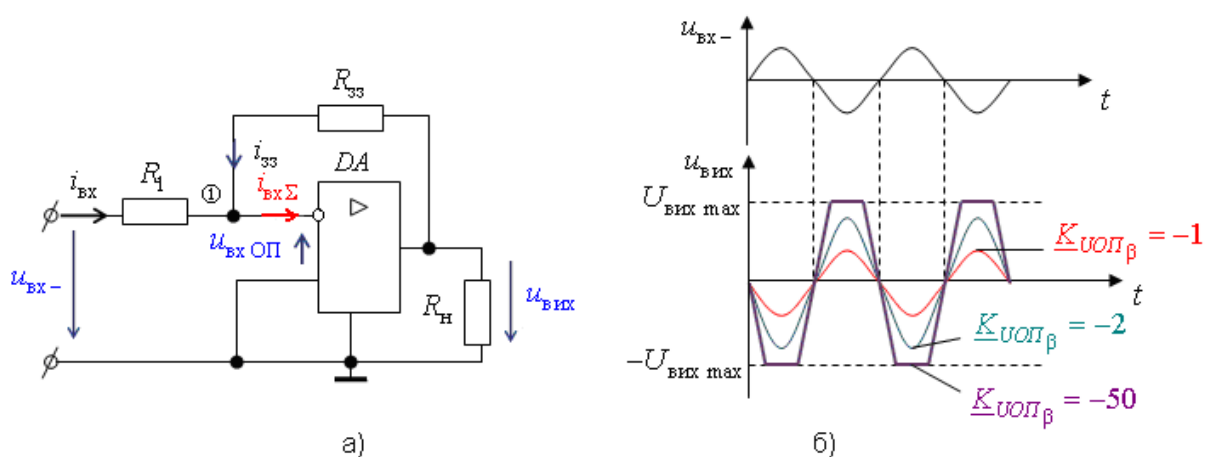


Рис. 8.7. Інвертуючий підсилювач: схема (а), часові діаграми вхідного та вихідних сигналів для різних значень коефіцієнтів підсилення ОП (б)

Для визначення коефіцієнта підсилення за напругою інвертуючого підсилювача $K_{уоп\beta}$ запишемо вузлове рівняння для вузла ①:

$$i_{\text{вх}\Sigma} = i_{\text{вх}} + i_{33}. \quad (8.16)$$

ОП має великий вхідний опір, через це входи ідеального ОП не споживають струми від джерела сигналу (див. § 6.2.4): $i_{\text{вх}\Sigma} = 0$. Нехтуючи незначними вхідними струмами реальних ОП запишемо: $i_{\text{вх}} + i_{33} = 0$.

Звідки

$$i_{\text{вх}} = -i_{33} \quad (8.17)$$

або

$$\frac{u_{\text{вх-}} + u_{\text{вх ОП}}}{R_1} = -\frac{u_{\text{вих}} + u_{\text{вх ОП}}}{R_{33}}. \quad (8.18)$$

Найважливішою властивістю ідеального ОП, охопленого ланкою від'ємного зворотного зв'язку, є підтримка однакових потенціалів на своїх входах: $u_{\text{вх+}} - u_{\text{вх-}} = 0$. Отже, зважаючи на $u_{\text{вх ОП}} \rightarrow 0$ і для реального ОП співвідношення (8.18) набуває вигляду:

$$\frac{u_{\text{вх-}}}{R_1} = -\frac{u_{\text{вих}}}{R_{33}}. \quad (8.19)$$

Згідно з визначенням коефіцієнта підсилення за напругою:

$$K_{\text{УОП } \beta} = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх-}}} = -\frac{R_{33}}{R_1}. \quad (8.20)$$

Зміна співвідношення значень опорів R_{33} і R_1 веде до змін значень коефіцієнтів підсилення за напругою $K_{\text{УОП } \beta}$ інвертуючих підсилювачів. На рис. 8.7.б) наведені часові діаграми вихідних сигналів інвертуючого підсилювача для різних значень $K_{\text{УОП } \beta}$.

Вибір $R_{33} = R_1$ надає схемі на рис. 8.7.а) властивостей **інвертуючого повторювача** напруги (інвертора сигналу): $K_{\text{УОП } \beta} = -1$.

6.2.5.2. Неінвертуючий підсилювач

Неінвертуючий підсилювач не змінює знак (фазу) вихідного сигналу відносно вхідного. У схемі такого підсилювача наявний послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою. Частина вихідної напруги знімається з опору R_1 дільника вихідної напруги $(R_{33} - R_1)$ і подається на

інвертуючий вхід ОП: $u_{\text{вх-}} = u_{\text{вих}} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$.

Два найпоширеніші зображення однієї і тієї самої схеми наведені на рис. 8.8. Вхідний сигнал $u_{\text{ВХ}+}$ надходить на прямий вхід ОП. Для вхідного кола схеми на рис. 8.8 справедливим є рівняння:

$$u_{\text{ВХ ОП}} = u_{\text{ВХ}+} - u_{\text{ВХ}-} \quad (8.21)$$

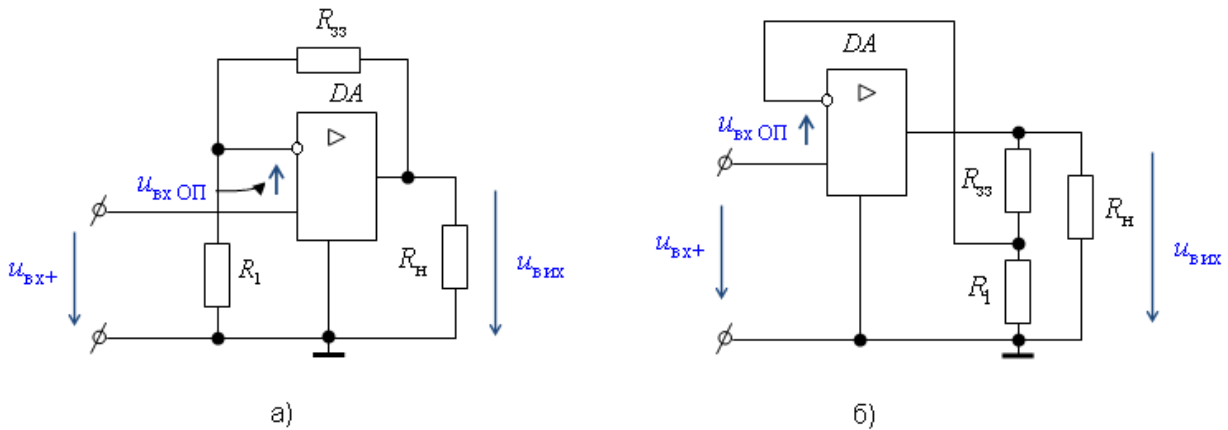


Рис. 8.8. Схема неінвертуючого підсилювача

Під час роботи ОП, охопленого ланкою від'ємного зворотного зв'язку, в активній області підтримуються однаковими напруги на обох входах: $u_{\text{ВХ ОП}} \rightarrow 0$ і $u_{\text{ВХ}+} = u_{\text{ВХ}-}$. Це означає, що вхідна і вихідна напруги схеми на рис. 8.8 зв'язані співвідношенням:

$$u_{\text{ВХ}+} = u_{\text{ВЫХ}} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} \quad (8.22)$$

Звідси, коефіцієнт підсилення за напругою неінвертуючого підсилювача:

$$K_{\text{УОП } \beta} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}+}} = \frac{R_1 + R_{33}}{R_1} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1} \quad (8.23)$$

За умови $R_{33} = 0$ і $R_1 \rightarrow \infty$ схема інвертуючого підсилювача перетворюється на схему **повторювача напруги** з $K_{\text{УОП } \beta} = 1$ (рис. 8.9).

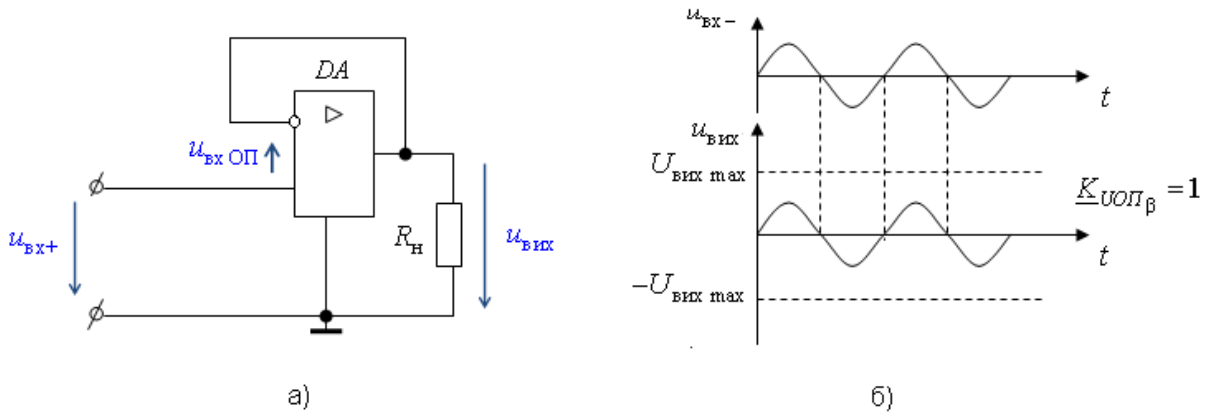


Рис. 8.9. Повторювач на ОП: схема (а) і часові діаграми вхідного та вихідного сигналів (б)

Неінвертуючі підсилювачі, подібно до інвертуючих, використовують у якості стабільних підсилювачів різного призначення, причому, неінвертуючий підсилювач має великий вхідний опір і може бути використаний для підсилення сигналів джерел з великим вихідним опором.

6.2.5.3. Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора виконується на основі схеми інвертуючого підсилювача (див. § 6.2.5.1) з декількома паралельними входами, які приєднуються до інверсного входу ОП (рис. 8.10).

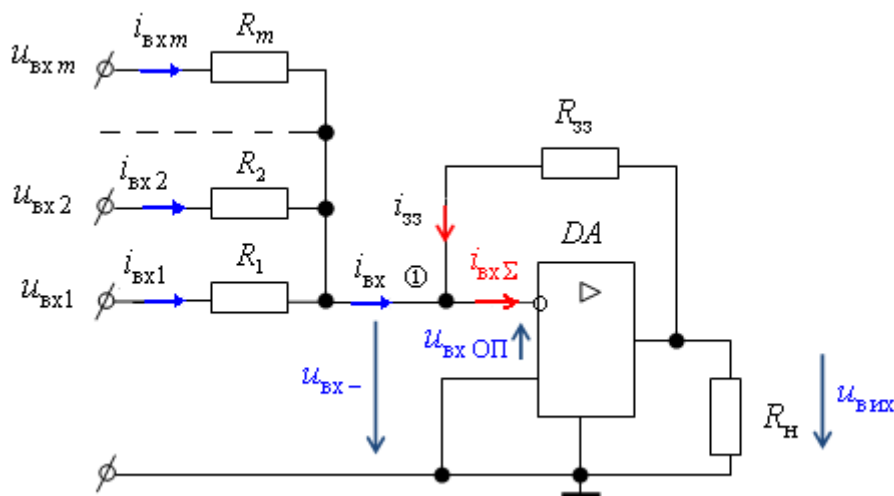


Рис. 8.10. Схема інвертуючого суматора

Кількість входів визначається кількістю m сигналів, які потрібно додати. Всі вхідні сигнали $u_{\text{вх}1} \cdots u_{\text{вх}m}$ подаються через резистори $R_1 \cdots R_m$. Операційний підсилювач має великий вхідний опір, через це входи ідеального ОП не споживають струми від джерела сигналу: $i_{\text{вх}\Sigma} = 0$. Отже, із рівняння за першим законом Кірхгофа для вузла ①: $i_{\text{вх}\Sigma} = i_{\text{вх}} + i_{\text{зз}}$ виходить $i_{\text{вх}} = -i_{\text{зз}}$.

Записуючи вхідний струм як суму струмів на всіх входах схеми, приєднаних до інвертуючого входу ОП, маємо:

$$i_{\text{вх}1} + i_{\text{вх}2} + \cdots + i_{\text{вх}m} = -i_{\text{зз}}.$$

Вхідні струми можна визначити через напруги:

$$\frac{u_{\text{вх}1} + u_{\text{вхОП}}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх}2} + u_{\text{вхОП}}}{R_2} + \cdots + \frac{u_{\text{вх}m} + u_{\text{вхОП}}}{R_m} = -\frac{u_{\text{вих}} + u_{\text{вхОП}}}{R_{\text{зз}}}. \quad (8.24)$$

Найважливішою властивістю ідеального ОП, охопленого ланкою від'ємного зворотного зв'язку, є підтримка однакових потенціалів на своїх входах. Отже, $u_{\text{вхОП}} \rightarrow 0$ і співвідношення (8.24) набуває вигляду:

$$\frac{u_{\text{вх}1}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх}2}}{R_2} + \cdots + \frac{u_{\text{вх}m}}{R_m} = -\frac{u_{\text{вих}}}{R_{\text{зз}}}. \quad (8.25)$$

Остаточно

$$u_{\text{вих}} = -\left(\frac{R_{\text{зз}}}{R_1} u_{\text{вх}1} + \frac{R_{\text{зз}}}{R_2} u_{\text{вх}2} + \cdots + \frac{R_{\text{зз}}}{R_m} u_{\text{вх}m} \right). \quad (8.26)$$

Згідно з (8.26), вихідний сигнал суматора дорівнює інвертованій сумі вхідних сигналів з певними коефіцієнтами, звідси назва схеми – масштабний суматор. Точка ① з'єднання резисторів $R_1 \cdots R_m$ має нульовий потенціал, чим виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг. Переважно в схемах масштабних суматорів опори вхідних резисторів приймають однаковими за величиною $R_1 = R_2 = \cdots = R_m = R$, тоді вихідна

напруга визначається сумою вхідних напруг із відповідним масштабним множником $K = -R_{33}/R$:

$$u_{\text{вих}} = -\frac{R_{33}}{R} (u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + \dots + u_{\text{вхm}}). \quad (8.27)$$

Вибір $R_1 = R_2 = \dots = R_m = R_{33}$ надає схемі на рис. 8.10 властивостей інвертуючого суматора напруги.

Тема 5.2. Принципи дії і характеристики напівпровідникових приладів

Лекція 9. Польові транзистори. Інтегральні схеми

5.2.6. Польові транзистори: принцип дії та класифікація

Польовий (уніполярний) транзистор (міжнародний термін – **FET**, Field Effect Transistors) – це напівпровідниковий прилад з провідним каналом всередині структури, провідність якого керується поперечним електричним полем. Обидві назви транзистора досить точно відображають його основні властивості: струм в каналі створюється основними носіями однієї полярності (**уніполярний**), а керує цим струмом електричне поле (**польовий**). Принцип дії польових транзисторів ґрунтується на простому електростатичному ефекті поля, і структури цих транзисторів суттєво простіші за структури біполярних транзисторів.

Польові транзистори за фізичною структурою і механізмом роботи умовно поділяють на дві групи: з **керуючим переходом** (міжнародний термін – **JFET**, Junction Gate Field Effect Transistors) і з **ізолюваним затвором** (міжнародний термін – **MOSFET**, Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors). Умовні графічні позначення польових транзисторів показані на рис. 9.1. Вивід затвору на умовних зображеннях транзисторів різних типів розміщують навпроти виводу витоку. Транзистори з

керуючим переходом мають об'ємні канали всередині структури, в транзисторах з ізолюваним затвором струм проходить по приповерхневим каналам, що створюються на межі напівпровідника і діелектрика.

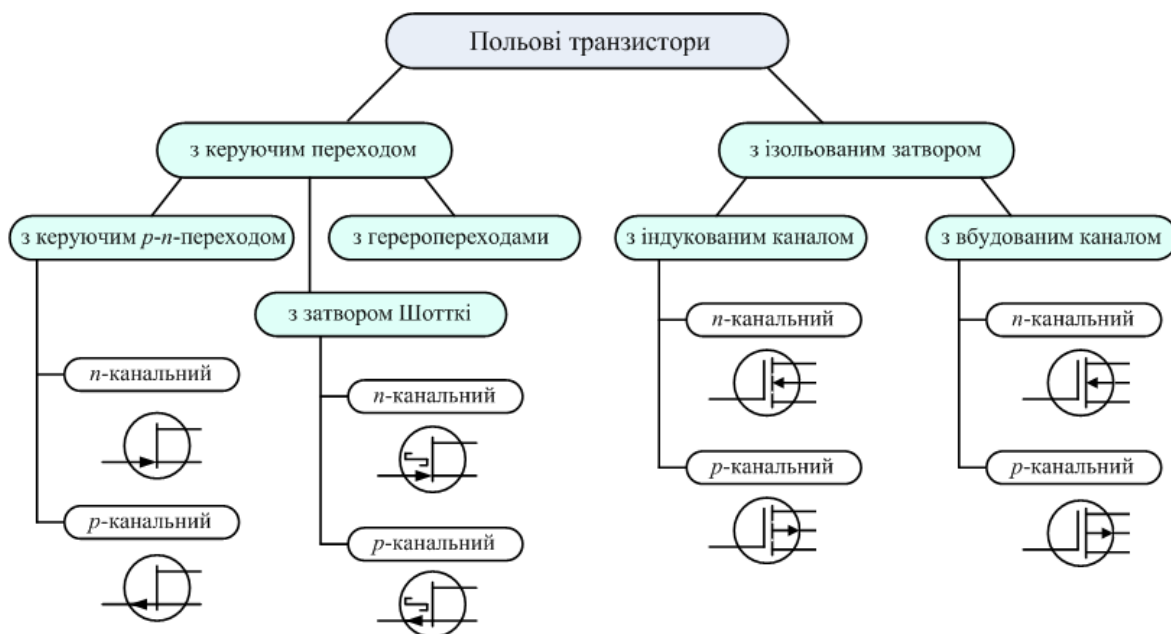


Рис. 9.1. Класифікація польових транзисторів та умовні графічні зображення транзисторів різних типів

Різновиди польових транзисторів мають багато спільного. А саме, робочий струм стоку I_C проходить по провідному шару, який називають **каналом**. Сила струму стоку керується зміною перетину каналу. Електрод, через який в канал потрапляють носії зарядів, називають **витоком (Source)**. Електрод, через який основні носії заряду уходять із каналу, називають **стоком (Drain)**. Електроди витоку і стоку приєднані до сильно легованих областей напівпровідника. Основний спосіб руху носіїв в каналі від витоку до стоку – це дрейф у поздовжньому електричному полі. Електрод, на який подається напруга для керування поперечним перетином каналу, має назву **затвор (Gate)**. Провідність каналу залежить як від напруги між стоком і витоком, так і від керуючої напруги на затворі. Напрямок електричного поля, що утворюється керуючою напругою,

перпендикулярний до напрямку струму. Керуюче коло практично не споживає струму, тому що відокремлене від каналу або шаром діелектрику, або зворотно зміщеним переходом.

Залежно від провідності каналу розрізняють польові **транзистори з каналом p -типу та n -типу**. Канал польового транзистора p -типу має діркову провідність, n -типу – електронну провідність.

Польові транзистори мають переваги у порівнянні з біполярними транзисторами: великий вхідний опір ($10^{10} - 10^{13}$ (Ом)), меншу залежність параметрів від впливу температури і менший рівень власних шумів, технологічність виготовлення, великий динамічний діапазон, більшу стійкість до радіоактивного випромінювання. Сама конструкція польових транзисторів передбачає великі значення вхідних і вихідних ємностей, тому за швидкодією, а отже, частотними властивостями польові транзистори не мають переваг перед біполярними транзисторами. Завдяки відносній простоті виготовлення і малим розмірам на МДП-транзисторах можна створювати дешеві інтегральні схеми з високим ступенем інтеграції.

Розглянемо особливості побудови, характеристики і параметри польових транзисторів.

5.2.6.1. Польові транзистори з керуючим переходом

Транзистори з керуючим переходом мають об'ємні канали, які являють собою шари однорідного провідника, відокремлені від поверхні випрямними переходами різного типу:

- збідненими шарами p – n -переходів (транзистори з **керуючим p – n -переходом**);
- випрямними переходами Шотткі (транзистори з **затворами Шотткі**);
- гетеропереходами.

Транзистор з керуючим p - n -переходом являє собою напівпровідникову пластинку, до протилежних боків якої приєднані через омичні контакти два електроди (**витік**, **стік**), за допомогою яких прилад вмикається в електричне кероване коло. Це коло живиться від джерела енергії E_C , яке увімкнене послідовно з навантаженням між виток і стоком транзистора. Вздовж транзистора протікає струм основних носіїв I_C . Шари напівпровідника поблизу стоку і затвору сильно леговані. На рис. 9.2 зображена структура із напівпровідникової пластини n -типу, струм через яку створюють основні носії – електрони. Напруга джерела живлення E_C має таку полярність, щоб потік основних носіїв заряду (в каналі n -типу – електронів, в каналі p -типу – дірок) рухався від витoku до стоку. Витік і стік теоретично взаємообернені, але у практичних реалізаціях мають різну геометрію.

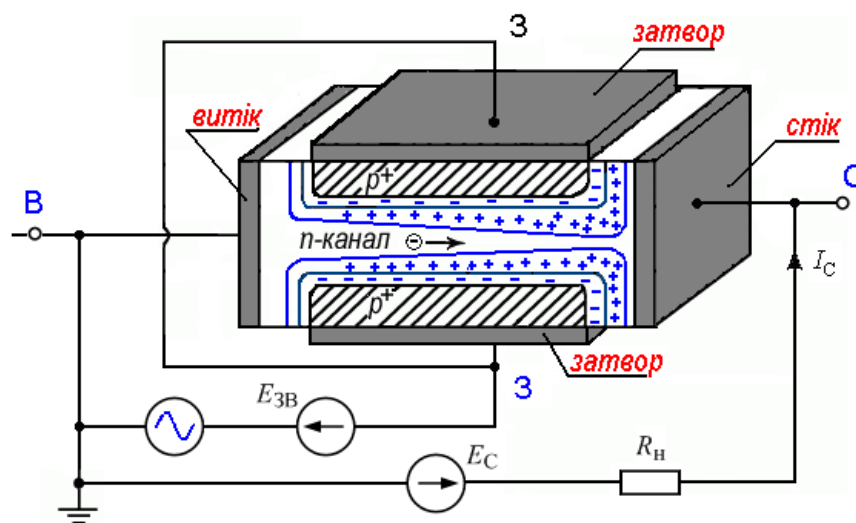


Рис. 9.2. Увімкнення польового транзистора з p - n -переходом і n -каналом

З бокових сторін в основному кристалі сформовані дві області, які мають інверсну щодо напівпровідникової пластини провідність і більшу концентрацію домішки (на рис. 9.2 це шари p -типу). Ці два шари напівпровідника інверсного типу з'єднані між собою електрично, а металевий електрод, приєднаний до них, має назву **затвор**. Шар

напівпровідника n -типу між двома p - n -переходами є провідним каналом. Вхідне (керуюче) коло приєднано до транзистора через затвор: в коло затвора підводять напругу сигналу, який потрібно підсилити. Затвор завжди вмикають зворотню витоку, щоб p - n -переходи, які відокремлюють канал, були закриті. Струм у вхідному колі I_3 (через затвор) дуже малий і практично не залежить від керуючої напруги, отже, вхідний опір транзистора великий. В інтегральному виконанні структура транзистора виконується на пластині напівпровідника, яка має назву **підкладка**.

Принцип дії транзистора з керуючим p - n -переходом полягає у тому, що вхідна керуюча напруга між затвором і витоком $U_{3В}$ спричинює зміни сили струму I_C , який протікає через прилад від витоку до стоку.

Процеси в польовому транзисторі з керуючим p - n -переходом зручно аналізувати за допомогою передатних і вихідних вольт-амперних характеристик (рис. 9.3, 9.4). Вхідна характеристика (залежність $I_3 = f(U_{3В})$) не має практичного значення через дуже малі значення вхідного струму.

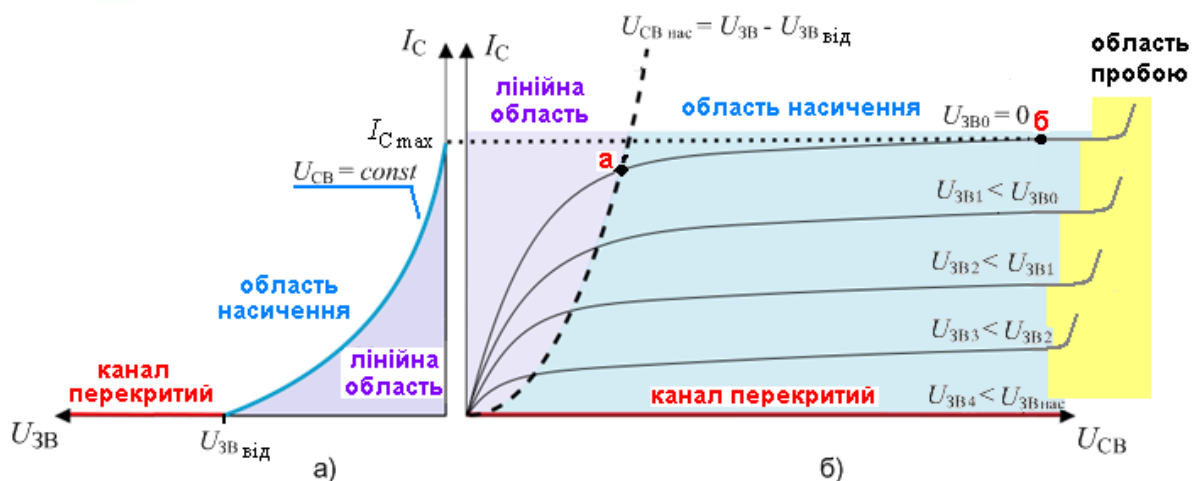


Рис. 9.3. Статичні ВАХ польового транзистора з керуючим p - n -переходом і каналом n -типу: передатна стоко-затворна (а) і вихідна стокова для схеми увімкнення СВ (б)

Стоко-затворні характеристики (передатні) $I_C = f(U_{3B})|_{U_{CB}=const}$ –

це залежності струму стоку від напруги на затворі за умови незмінності прикладеної до каналу напруги між стоком і витоком (рис. 9.3,а). Струм через канал протікає тільки у разі наявності напруги між стоком і витоком $U_{CB} > 0$. Якщо $U_{3B} = 0$, то канал має максимальний переріз, а струм – максимальне значення. Зі збільшенням абсолютного значення зворотної напруги між затвором і витоком струмопровідна площа поперечного перетину каналу зменшується, отже, зменшується струм стоку. При напрузі відсічки $U_{3B\text{від}}$ канал практично перекривається і струм стоку припиняється: $I_C \approx 0$.

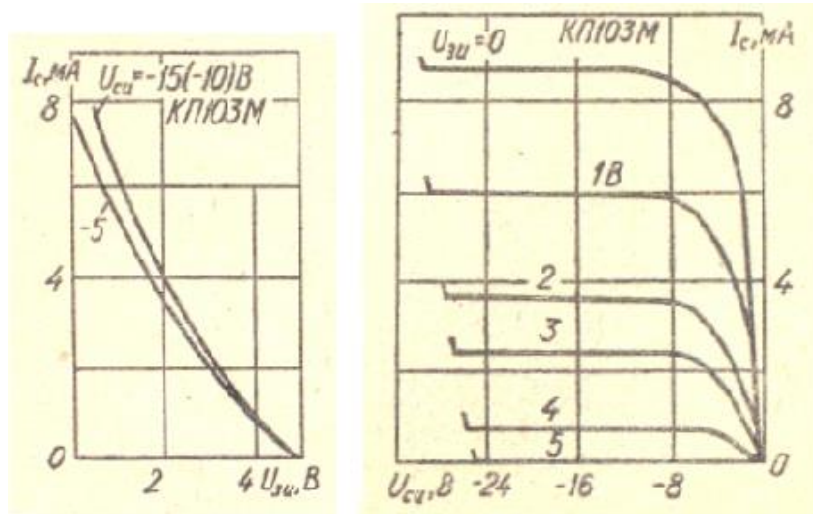


Рис. 9.4. Статичні стокові і стоко-затворні характеристики транзистора КР103М з каналом p -типу (б)

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора $I_C = f(U_{CB})|_{U_{3B}=const}$ відображають залежність струму стоку від напруги між стоком і витоком при фіксованій вхідній напрузі (рис. 9.3,б). Сім'я вихідних характеристик польового транзистора подібна до вихідних характеристик біполярного транзистора. На кожній з вихідних характеристик можна виділити три ділянки: з сильною залежністю струму

I_C від напруги U_{CB} (лінійна область), зі слабкою залежністю I_C від U_{CB} (область насичення) і область пробою p - n -переходу.

Основні параметри польових транзисторів з керуючим p - n -переходом.

Граничні експлуатаційні параметри:

1. Максимальне значення струму стоку $I_{C\max}$ – визначається для максимально допустимої напруги U_{CB} за умови $U_{3B} = 0$ (точка б на рис. 9.3,б)). Числові значення сягають від десятків міліамперів до одного ампера.
2. Максимальне значення напруги стік-витік $U_{CB\max}$ (становить до 100 В).
3. Напруга відсічки $U_{3B\text{від}}$. Це зворотна напруга на p - n -переході, яка спричинює перекривання провідного каналу транзистора. У різних транзисторів $U_{3B\text{від}}$ становить від 0,5 (В) до 10 (В).
4. Максимально допустима потужність розсіювання P_{\max} .

Диференціальні параметри:

1. **Крутість стоко-затворної характеристики** $S = \left. \frac{di_C}{du_{3B}} \right|_{u_{CB}=\text{const}}$ – це

відношення зміни струму стоку до зміни напруги на затворі при короткому замиканні за змінним струмом на виході транзистора в схемі із спільним витоком. Параметр характеризує підсилювальні властивості транзистора: вплив вхідної напруги на вихідний струм, тобто ефективність керуючої дії затвора. Числові значення крутості для різних типів транзисторів становлять 0,1–15 (мА/В).

2. **Внутрішній (вихідний) опір** $R_i = \left. \frac{du_{CB}}{di_C} \right|_{u_{3B}=\text{const}}$ – це відношення зміни

напруги стік-витік до зміни струму стоку. Цей параметр являє собою опір каналу для змінного струму. В області насичення вихідних

характеристик числові значення внутрішнього опору сягають великих значень (сотні кілоомів – одиниці мегомів).

3. **Вхідний опір** $R_{\text{вх}} = \left. \frac{du_{\text{ЗВ}}}{di_{\text{З}}} \right|_{u_{\text{СВ}}=\text{const}}$ приладу визначається як відношення

вхідної напруги до вхідного струму. Оскільки вхідний струм являє собою зворотний струм через *p-n*-перехід, який є нехтовно малим, то вхідний опір польового транзистора як диференціальний опір зворотно увімкненого *p-n*-переходу сягає десятків і сотень мегом – $10^6 - 10^9$ (Ом). Такий вхідний опір є перевагою польових транзисторів порівняно з біполярними транзисторами.

4. **Коефіцієнт підсилення за напругою** $\mu = \left. \frac{du_{\text{СВ}}}{du_{\text{ЗВ}}} \right|_{i_{\text{С}}=\text{const}}$ показує у скільки

разів сильніше діє на струм стоку зміна напруги між затвором і стоком, аніж зміна напруги між стоком та витком. Для визначення цього параметру потрібно порівняти приріст напруги $U_{\text{СВ}}$, який спричинює зростання струму стоку, з приростом напруги $U_{\text{ЗВ}}$, який зменшує струм стоку. Числові значення коефіцієнта підсилення 25-300.

Коефіцієнт підсилення зв'язаний простим співвідношенням (9.1) з крутістю та внутрішнім опором:

$$\mu = \left. \frac{du_{\text{СВ}}}{du_{\text{ЗВ}}} \right|_{i_{\text{С}}=\text{const}} = \left. \frac{du_{\text{СВ}}}{di_{\text{С}}} \right|_{u_{\text{ЗВ}}=\text{const}} \cdot \left. \frac{di_{\text{С}}}{du_{\text{ЗВ}}} \right|_{u_{\text{СВ}}=\text{const}} = R_i \cdot S. \quad (9.1)$$

Крім зазначених параметрів, транзистори характеризують **граничною частотою**, на якій модуль крутизни зменшується у $\sqrt{2}$ разів та **паразитними ємностями**, значення яких залежать від розмірів електродів та відстаней між ними.

Для розрахунків транзисторних каскадів використовують **еквівалентні схеми заміщення польових транзисторів**. Основним елементом схеми, який характеризує підсилюючі властивості польового транзистора, є керований генератор струму $Su_{зв}$, увімкнений у вихідне коло (рис. 9.5,а). Струм цього джерела пропорційний значенню вхідної напруги $u_{зв}$. Коефіцієнтом пропорційності є крутість S . Внутрішній (вихідний) опір промодельовано резистором R_i , увімкненим на виході транзистора, паралельно джерелу струму. Зворотно зміщені p - n -переходи промодельовані бар'єрними ємностями бокових частин p - n -переходів $C_{зв}, C_{зс}$ і опорами $R_{зв}, R_{зс}$. Параметри цих елементів залежать від площі затвору і ступеня легуваності каналу. Опори $r_{б}, r_{с}$ моделюють об'ємні опори кристалу напівпровідника на ділянках між кінцями каналу і контактами витоку і стоку, $r_{зв}, r_{зс}$ – омичні опори шарів затвору. З урахуванням реальних значень опорів ($R_{зв}, R_{зс}$ порядку $10^8 - 10^{10}$ (Ом), $r_{зв}, r_{зс}$ порядку $10 - 20$ (Ом)) схема може бути спрощена (рис. 9.5,б).

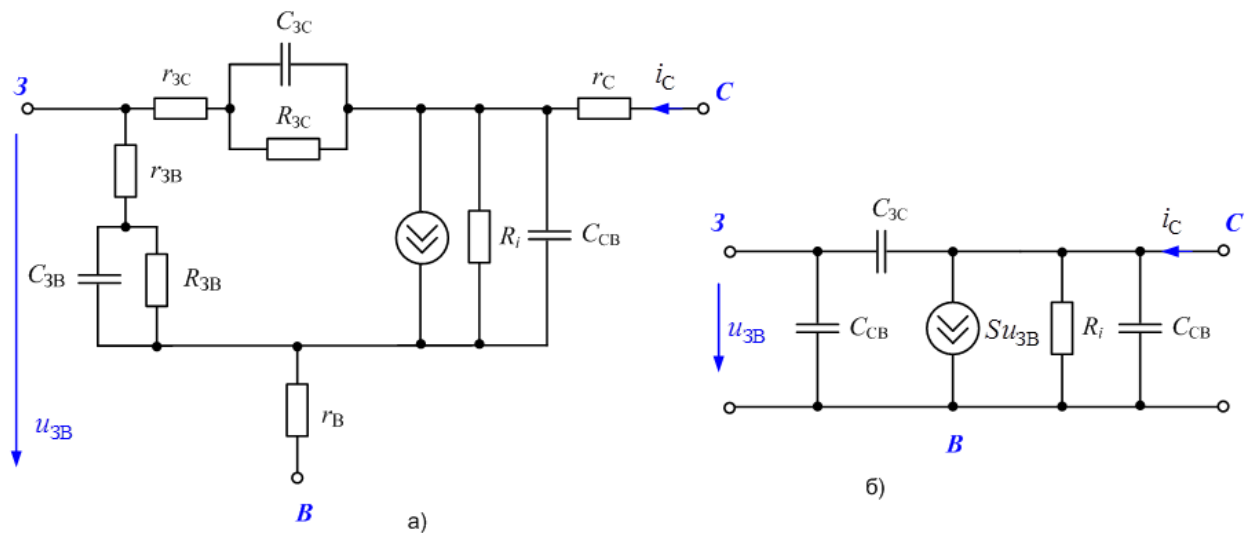


Рис. 9.5. Еквівалентна фізична схема заміщення польового транзистора з керуючим p - n -переходом і каналом n -типу: повна (а), малосигнальна (б)

Польові транзистори аналогічно біполярним транзисторам можуть вмикатися в електричні кола трьома різними способами. Залежно від того, який з виводів є спільним для входу і виходу, розрізняють **три схеми увімкнення** польового транзистора (рис. 9.6): зі **спільним витоком (СВ)**, зі **спільним затвором (СЗ)** й зі **спільним стоком (СС)**. Схема зі спільним витоком подібна за властивостями до схеми на біполярному транзисторі зі спільним емітером: це інвертор, що забезпечує підсилення струму, напруги та максимальне підсилення потужності. Схема зі спільним стоком так само, як емітерний повторювач, має коефіцієнт підсилення за напругою трохи менший за одиницю і широко використовується в якості узгоджувального каскаду.

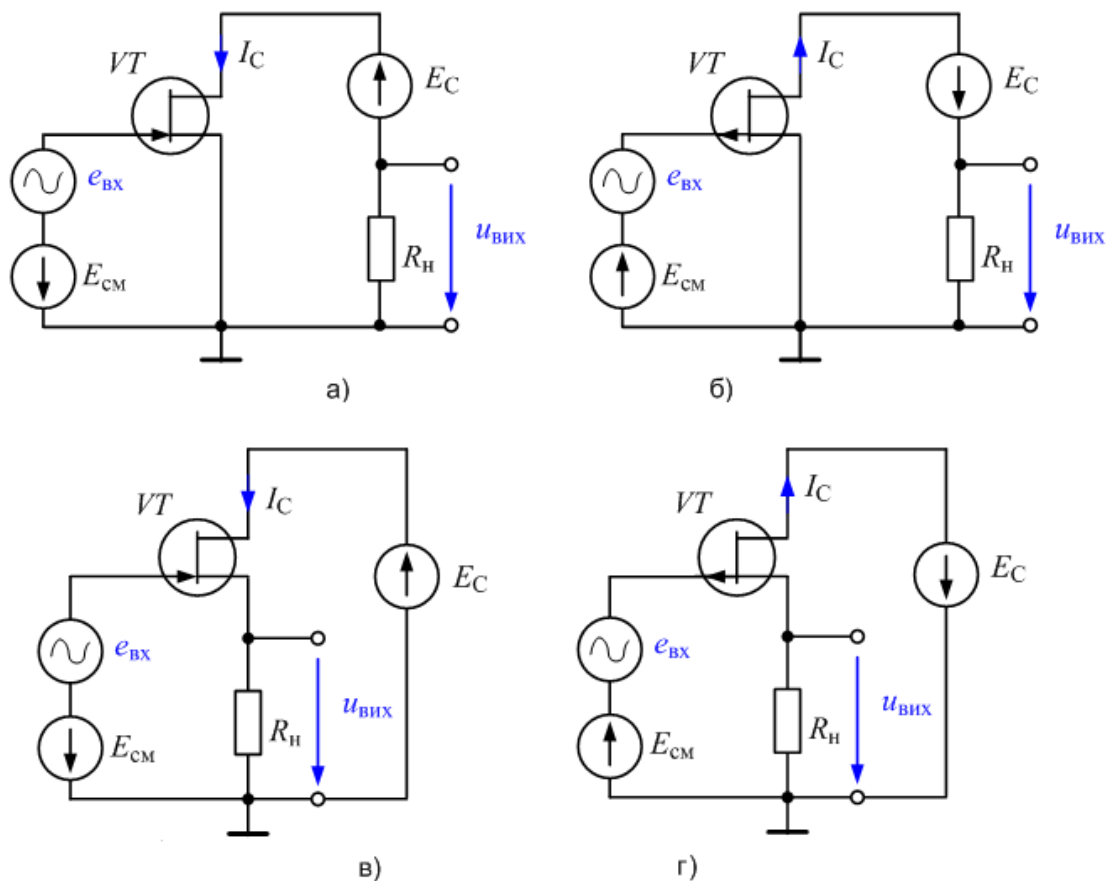


Рис. 9.6. Схеми увімкнення польового транзистора з керуючим p - n -переходом: зі спільним витоком n -канального (а) і p -канального (б); зі спільним стоком n -канального (в) і p -канального (г)

Таблиця 9.1. Характеристики схем увімкнення польового транзистора

Параметр	Схема		
	СВ	СЗ	СС
$R_{\text{вх}}$	одиниці МОм	одиниці, десятки Ом	одиниці МОм
$R_{\text{вих}}$	одиниці кОм	одиниці кОм	одиниці, десятки Ом
K_U	$\gg 1$	$\gg 1$	1
K_I	–	$\cong 1$	–

Польові транзистори з переходом Шотткі мають структуру подібну до польових транзисторів з p - n -переходом (рис. 9.7), тільки замість p - n -переходу наявний контакт метал-напівпровідник (бар'єр Шотткі). Такі транзистори виконують на низьколегованій підкладці із арсеніду галію, в якому рухомість електронів найбільша. На підкладці нарощують епітаксіальний високолегований шар арсеніду галію n -типу товщиною близько 0,2 (мкм), який виконує роль каналу. На епітаксіальному шарі створюють омичні переходи витоку і стоку, між якими розміщують випрямний перехід затвору. Поверхню приладу захищають плівкою діелектрика. Матеріал затвору обирають таким, щоб по відношенню до каналу створити випрямний перехід – діод Шотткі.

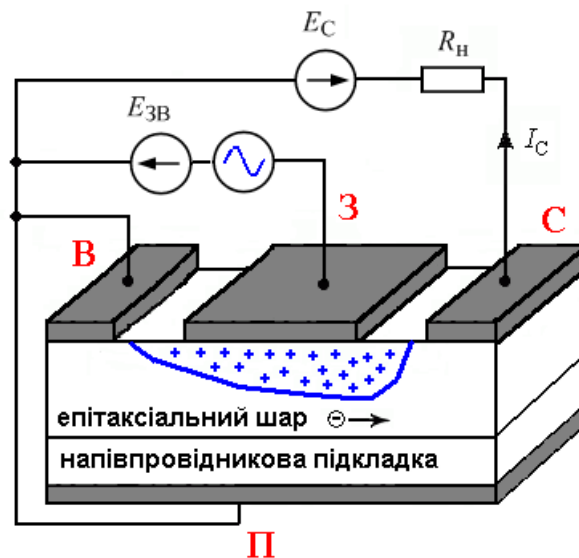


Рис. 9.7. Структура польового транзистора з затвором Шотткі

Застосування металевого затвора замість p - n -переходу дає змогу зменшити довжину каналу до 0,5-1 мкм і розміри всієї структури транзистора до 2 мкм, що покращує частотні властивості приладу та підвищує діапазон робочих частот до 90-120 (ГГц) і більше. Польові транзистори з переходом Шотткі входять до структур напівпровідникових та гібридних мікросхем, що знайшли застосування в підсилювачах, генераторах, змішувачах діапазону НВЧ, цифровій техніці та ЕОМ.

5.2.6.2. Польові транзистори з ізольованим затвором

Дія польових транзисторів з ізольованим затвором ґрунтується на зміні концентрації вільних носіїв у приповерхневому шарі кристала напівпровідника під дією зовнішнього електричного поля (ефекті поля). Транзистори з приповерхневим каналом мають структуру метал-діелектрик-напівпровідник. Їх називають МДН-транзисторами. В окремих випадках, коли діелектриком слугує двоокис кремнію SiO_2 , транзистори називають МОН-транзисторами (метал-оксид-напівпровідник). У порівнянні з польовими транзисторами з керуючим p - n -переходом МДН-транзистори мають простішу конструкцію і кращі електричні властивості. Розрізняють два різновиди польових МДН-транзисторів: з **індукованим каналом** і з **вбудованим каналом**. Окрім цих класичних приладів, сучасна електроніка використовує велику кількість різноманітних МДН-структур спеціального призначення, які входять до складу інтегральних схем. В першу чергу, це елементи напівпровідникових репрограмуємих пристроїв пам'яті: МНОН-транзистори та ЛІЗМОН-транзистори (МОН-транзистори з плаваючим затвором і лавинною інжекцією заряду), а також пристрої з зарядовим зв'язком.

МДН-транзистор з індукованим каналом являє собою напівпровідникову пластинку (підкладку) p - або n -типу з високим питомим

опором, в якій створені дві сильно леговані області (витік і стік) з інверсною щодо підкладки електропровідністю. На ці області наносять металеві електроди, які використовують як витік та стік; відстань між ними 5...10 (мкм). Поверхню кристала напівпровідника між витоком і стоком покривають тонким шаром 0,1 (мкм) діелектрика. Поверх діелектрика нанесена тонка металева плівка (зазвичай з алюмінію), яка слугує затвором (рис. 9.8). Прилади мають 4 контакти. Іноді використовують усі 4 контакти структури, однак частіше витік з'єднують з підкладкою і залишають лише три зовнішні виводи.

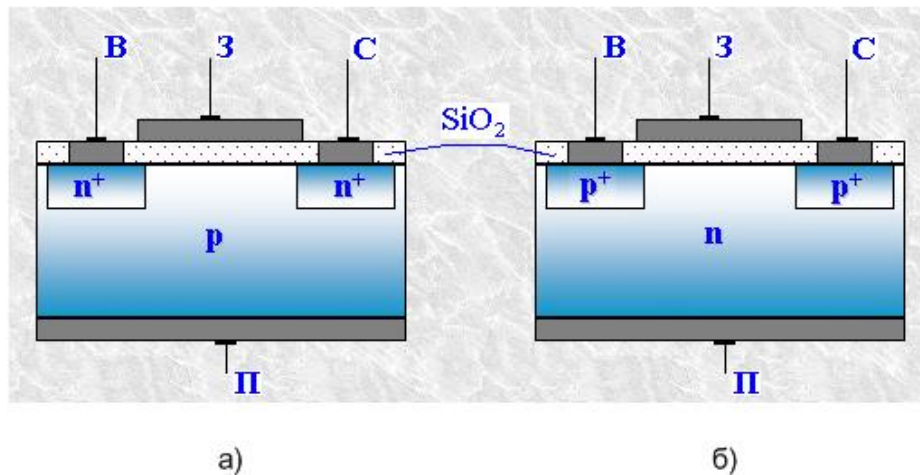


Рис. 9.8. Структура польового МОН-транзистора з індукованим каналом:
каналом n -типу (а), каналом p -типу (б)

Принцип дії транзистора полягає у створенні провідного каналу між областями витоку та стоку після подачі на затвор напруги $U_{зв}$ тієї самої полярності, що і напруги між стоком і витоком $U_{св}$. Розглянемо, наприклад, процеси, що мають місце в структурі транзистора з індукованим n -каналом (рис. 9.9). Металевий затвор і p -напівпровідник під ним, що розділені шаром діелектрика, можна розглядати як плоский конденсатор. Якщо на затворі потенціал більший, ніж на підкладці, то у приповерхневому шарі напівпровідника під затвором накопичується

від'ємний заряд: електрони з глибини p -шару збагачують приповерхневий шар. Звідси походить інша назва транзисторів з індукованим каналом – транзистори **збагаченого типу**. У разі додатного потенціалу на затворі $U_{зв} > 0$ електричне поле наводить (індукує) між областями витоку і стоку приповерхневий шар з інверсним типом провідності, який при певному значенні **порогової напруги** $U_{звпор}$ перетворюється на провідний n -канал. Отже, за умови $U_{зв} \geq U_{звпор}$ витік та стік виявляються з'єднаними струмопровідним каналом, тому під дією напруги між стоком і витокм $U_{св} > 0$ в каналі буде протікати струм I_c . Величина цього струму буде залежати як від напруги між стоком і витокм $U_{св}$, так і від напруги на затворі. Очевидно, при незмінному значенні напруги між стоком і витокм $U_{св} = const$ провідністю каналу можна керувати шляхом зміни величини і знаку напруги на між затвором та витокм $U_{зв}$.

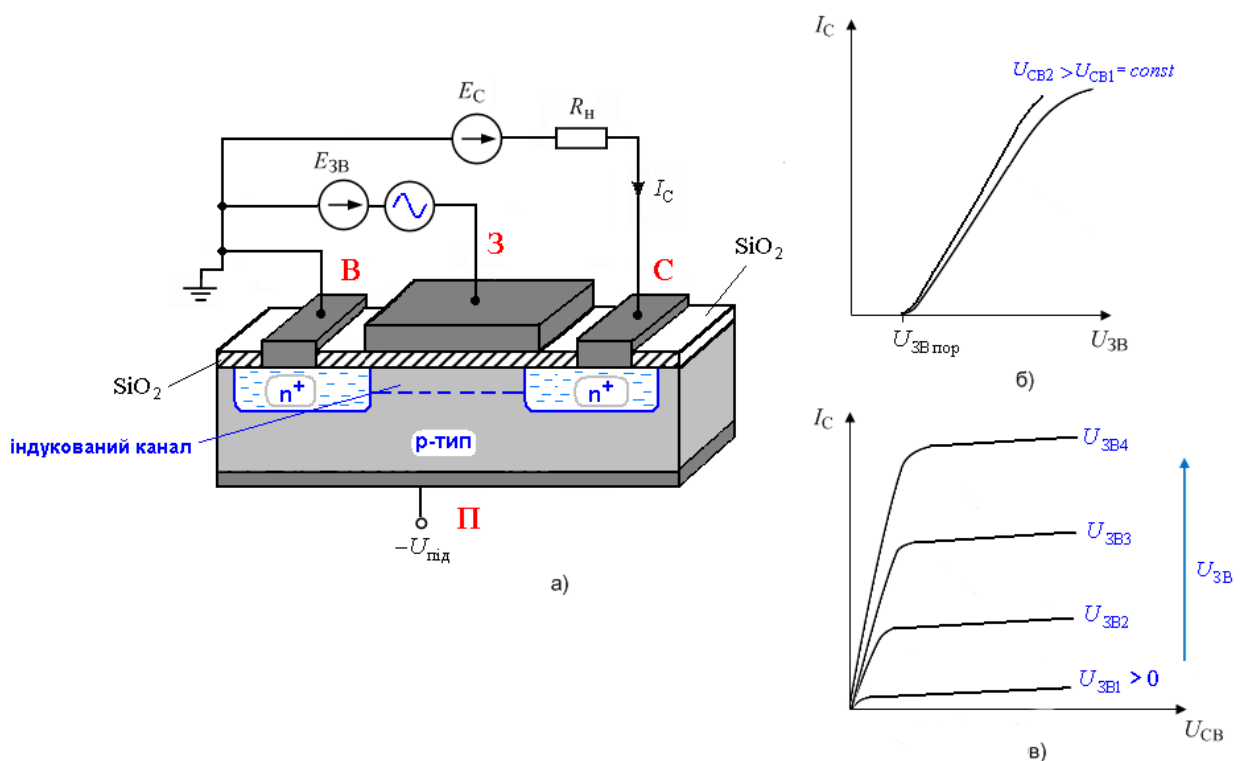


Рис. 9.9. МДН-транзистора з індукованим n -каналом:
структура (а), статичні характеристики: стоко-затворні (б), стокові (в)

Процеси в МДН-транзисторі з індукованим каналом p -типу ілюструють статичні характеристики, які різняться від характеристик для транзисторів з n -каналом полярністю напруг, прикладених між стоком і витоком U_{CB} та затвором і витоком $U_{зв}$ (рис. 9.10).

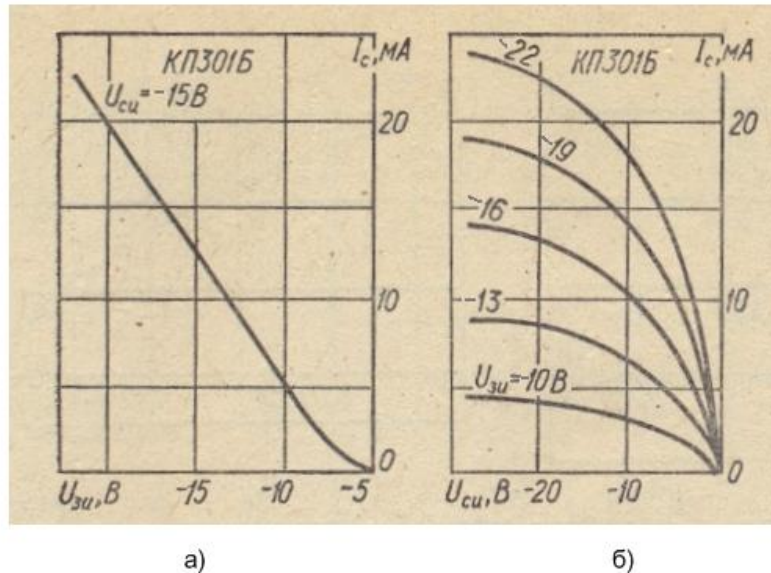


Рис. 9.10. Статичні ВАХ МДН-транзистора з індукованим каналом p -типу: передатна стоко-затворна (а) і вихідні стокові (б)

Відсутність струму стоку I_C при нульовій напрузі на затворі в МОН транзисторах з індукованим каналом є **сприятливою передумовою** для побудови високоекономічних електронних схем.

МДН-транзистор з вбудованим каналом має структуру подібну до МДН-транзистора з індукованим каналом, але є суттєва відмінність: в процесі виготовлення структури між витоком і стоком утворюється тонкий приповерхневий напівпровідниковий шар з електропровідністю, яка аналогічна електропровідності витоку і стоку (рис. 9.11). Через цей канал струм може протікати під дією напруги між стоком і витоком навіть у разі відсутності напруги на затворі. При цьому величина струму визначається опором каналу. Через кристал підкладки струм не протікає, тому що p - n -перехід між каналом і підкладкою знаходиться під зворотною напругою.

Поперечний переріз і провідність каналу МДН-транзистора з вбудованим каналом будь-якого типу будуть змінюватися при змінах напруги на затворі як позитивної, так і негативної полярності. Таким чином, транзистор з вбудованим каналом може працювати як в режимі збагачення, так і в режимі збіднення каналу носіями заряду. Звідси походить інша назва транзисторів з вбудованим каналом – транзистори збідненого типу.

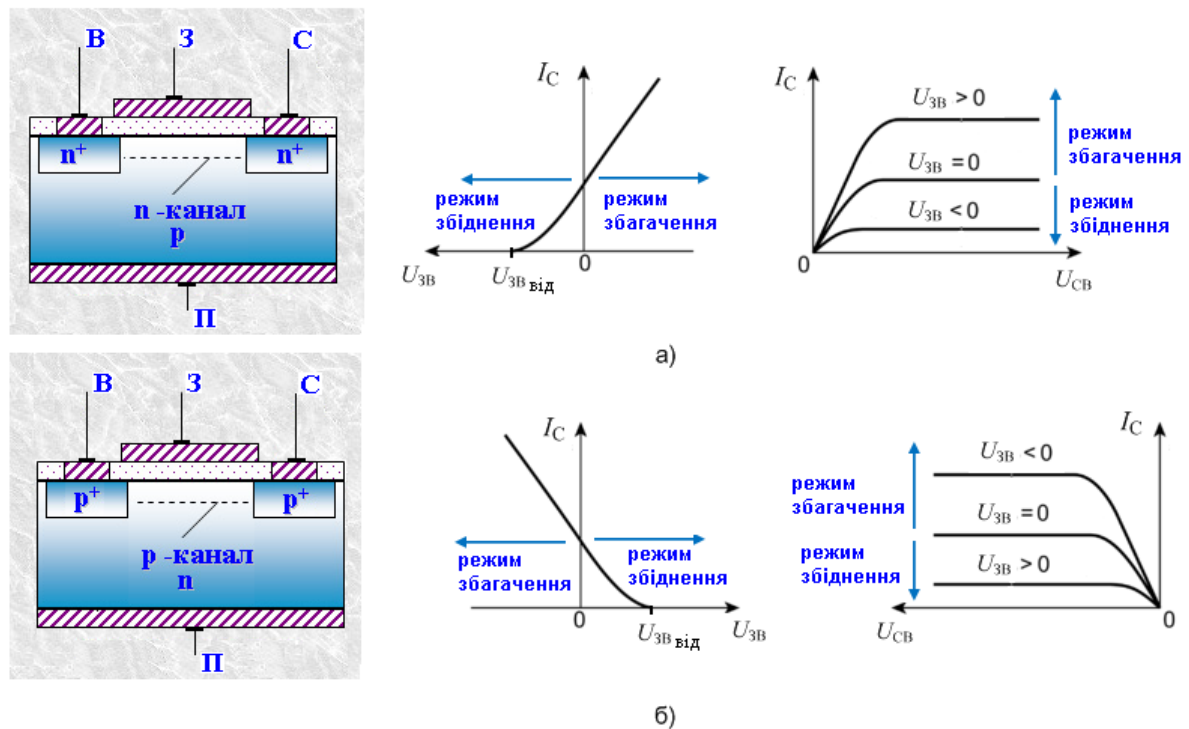


Рис. 9.11. Статичні вольт-амперні характеристики МДН-транзистора: з вбудованим n -каналом (а), з вбудованим p -каналом (б)

У робочому режимі при подачі на затвор напруги такої самої полярності як $U_{СВ}$ ($U_{ЗВ} < 0$ для p -канальних транзисторів, $U_{ЗВ} > 0$ – для n -канальних транзисторів) в каналі індукується додатковий заряд основних носіїв, що збільшує провідність каналу, і струм стоку зростає. Цей режим називають **режимом збагачення** каналу носіями заряду. Якщо між витоком і затвором діє напруга, полярність якої протилежна до напруги між стоком і витоком ($U_{ЗВ} > 0$ для p -канальних транзисторів, $U_{ЗВ} < 0$ – для

n -каналних транзисторів), то в каналі утворюється електричне поле, яке «виштовхує» основні носії заряду з каналу і струм стоку I_C зменшується. Такий режим називають **режимом збіднення**. Процеси в МДН-транзисторі з вбудованим каналом ілюструють **статичні характеристики** (рис. 9.11), які різняться для транзисторів з n -каналом і p -каналом полярністю напруг, прикладених між стоком і витоком U_{CB} та затвором і витоком $U_{ЗВ}$.

Основні параметри МДН-транзисторів, еквівалентні схеми заміщення та схеми увімкнення (рис. 9.12) подібні до основних параметрів та схем транзисторів з керуючим p - n -переходом [§ 5.2.6.1].

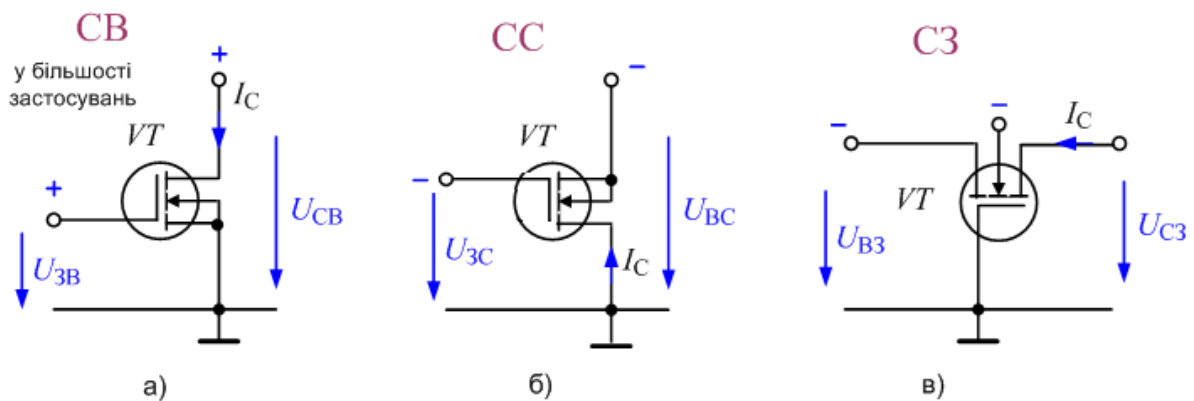


Рис. 9.12. Схеми увімкнення МДН-транзистора з каналом n -типу: зі спільним витоком (а), зі спільним стоком (б), зі спільним затвором (в)

Відмінні особливості МДН-транзисторів. МДН-транзистори, як усі типи польових транзисторів, мають великий вхідний опір, великі коефіцієнти підсилення, малі шуми, малу залишкову напругу між витоком і стоком відкритого транзистора, характеризуються температурною стабільністю характеристик (що пояснюється використанням тільки основних носіїв заряду, кількість яких підлягає меншому температурному впливу, ніж кількість неосновних носіїв заряду в БТ транзисторах). Крутість МДН-транзисторів більша, ніж у польових транзисторів з p - n -переходом. Недоліком МДН-структур є чутливість до статичної електрики: тонкий шар діелектрика під затвором легко пробивається.

5.2.7. Інтегральні схеми: класифікація, серії та транзисторні логіки

З появою біполярних транзисторів та початком їхнього широкого застосування електронні елементи (резистори, конденсатори, транзистори, діоди) розміщувались на платах окремо і з'єднувались металевими доріжками. У 1958 році двоє учених, які працювали незалежно один від одного, винайшли практично ідентичну модель інтегральної напівпровідникової схеми і у 1959 році отримали патенти на свої винаходи. Один з них, Джек Кілбі (*англ.* Jack St. Clair Kilby), працював у компанії «Texas Instruments», інший, Роберт Нортон Нойс (*англ.* Robert Norton Noyce), був одним із засновників невеликої компанії з виробництва напівпровідників «Fairchild Semiconductor». Кілбі запропонував планарну інтегральну схему на основі германію, а Нойс – на основі кремнію. Після того як в 1961 році «Fairchild Semiconductor Corporation» запустила інтегральні схеми у вільний продаж, їх відразу стали використовувати у виробництві калькуляторів і комп'ютерів замість окремих транзисторів, що дозволило значно зменшити розміри пристроїв і збільшити продуктивність виробництва. Джек Кілбі став лауреатом Нобелівської премії з фізики у 2000 році за свій винахід інтегральної схеми, а Роберт Нойс не зміг розділити успіх свого колеги (помер у 1990 році).

Інтегральна мікросхема (чи просто **інтегральна схема**) виконує визначену функцію перетворення інформації і є сукупністю великої кількості взаємозв'язаних компонентів, виготовлених в єдиному технологічному циклі на спільній пластині (**підкладці**). Термін «інтегральна схема» (IC) відбиває, по-перше, факт об'єднання (інтеграції) окремих компонентів у конструктивно єдиний прилад (**чип**), а, по-друге, факт ускладнення функцій, що виконуються приладом, у порівнянні із функціонуванням окремих елементів. Розділ електроніки, який охоплює дослідження й розробку якісно нового типу електронних приладів,

інтегральних схем, і принципів їх роботи, має назву **мікроелектроніка**. Мікроелектроніка здолала гігантський шлях розвитку. Перші інтегральні схеми являли собою схеми тригерів: два транзистори і два *RC*-ланцюги на площі кристала у кілька квадратних сантиметрів. Сьогоднішні інтегральні схеми — це сотні мільйонів транзисторів на такій самій площі.

Для виготовлення ІС використовують **груповий метод** і **планарну технологію**. **Груповий метод** виробництва полягає у тому, що, по-перше, на одній пластині водночас виготовляють велику кількість ІС; а, по-друге, якщо дозволяє технологічний процес, то водночас оброблюються десятки таких пластин. Після завершення циклу виготовлення ІС підкладка розрізається на окремі ІС. **Планарна технологія** — це така організація технологічного процесу, коли всі елементи і їх складові створюються в ІС шляхом їх формування через площину. Це означає, що виводи від усіх сформованих областей структури виходять на одну поверхню пластини.

Конструктивно інтегральні мікросхеми виконують у корпусах (металевих, пластмасових або керамічних), які захищають вироби від зовнішніх впливів, або у безкорпусних модифікаціях. Безкорпусну герметизацію виконують заливанням ІС спеціальними компаундами. Типи і розміри корпусів, кількість виводів та їхнє розміщення стандартизовані для спрощення технологічного процесу виготовлення виробів з різних мікросхем. Розрізняють корпуси для поверхневого монтажу. Основною відмінністю технології поверхневого монтажу (інакше, ТМП — технологія монтажу на поверхню, англ. *Surface-mount technology* (SMT)) від «традиційної» технології наскрізного монтажу в отвори на друкованій платі є те, що компоненти фіксуються на контактні площадки поверхні з використанням паяльної пасти методом групової пайки в печі. Безкорпусні мікросхеми призначені для монтажу в гібридні мікросхеми або мікрозбірки.

Компоненти, що входять до складу ІС і не можуть бути відокремлені від ІС як самостійні прилади, називаються **елементами ІС** чи інтегральними елементами. Інтегральні елементи слід відрізняти від компонентів, які встановлюють шляхом монтажних операцій на ІС і які є самостійними виробами, що можна замінити на інші (конденсатори, котушки індуктивності, безкорпусні транзистори та інші).

ІС – це **новий тип приладів**. Особливості ІС як нового типу електронних приладів:

- ІС самостійно виконують закінчені, як правило, складні функції.
- Збільшення функціональної складності ІС веде до суттєвої переваги відносної частки активних елементів над пасивними на відміну від дискретних пристроїв. Виготовлення ІС визначеної вартості передбачає розміщення на кристалі якомога більшої кількості елементів з мінімальними розмірами, а саме, транзисторів і діодів.
- Єдиний технологічний цикл виготовлення ІС забезпечує практичну однаковість параметрів інтегральних елементів.
- ІС характеризуються високою швидкістю. Малі розміри ІС значно зменшують паразитні параметри, такі як міжелектродні ємності та індуктивності з'єднувальних провідників.
- ІС мають переваги за надійністю, габаритами і вартістю порівняно з пристроями на елементарних приладах. Оскільки всі елементи ІС виготовляються в єдиному технологічному циклі, то вартість ІС наближується до вартості одного транзистора. Зі збільшенням інтеграції відносна вартість кожного інтегрального елемента зменшується.
- Перевагою ІС є висока економічність. Енергія, яку споживають навіть великі ІС, не перебільшує 100-200(мВт), а для більшості ІС становить 10-100(мкВт).

Проектування інтегральних схем – це складний і тривалий процес. Можна виділити кілька рівнів проектування ІС:

- **Фізичний рівень**, на якому розроблюють методи реалізації на кристалі елементів ІС (в першу чергу, транзистора);
- **Електричний рівень**, на якому розроблюють *схемні варіанти* найпростіших компонентів ІС, які називають **транзисторними логіками** (ТЛ). Найпростіші компоненти цифрових ІС – це, наприклад, ключі та логічні елементи;
- **Логічний рівень** (для цифрових схем), на якому створюється структурна модель цифрового пристрою, що реалізує певну логічну функцію. В якості компонентів логічної схеми можуть бути використані як логічні елементи, що реалізують елементарні логічні функції, так і підсхеми. Відповідно розрізняють логічне моделювання на різних рівнях.
- **Схемо- і системотехнічний рівень** для отримання повної схеми пристрою, що розроблюється;
- **Топологічний рівень**, виходом якого є фотошаблони для виробництва. Важливою проблемою є розміщення елементів на мінімальній площі без перехрещень зв'язків. Важливо також зменшувати паразитні зв'язки між елементами. При великій кількості елементів тільки ЕОМ орієнтовані методи можуть допомогти у виборі оптимального варіанту;
- **Програмний рівень** (для мікроконтролерів і мікропроцесорів), виходом якого є набори команд для керування роботою пристрою.

У даний час більшість інтегральних схем розробляється за допомогою систем автоматичного проектування (САПР), що дає змогу автоматизувати і значно прискорити процес одержання топологічних фотошаблонів.

За видом сигналу, що оброблюється, інтегральні схеми поділяють на дві великі групи: **аналогові** та **цифрові**.

Аналогові ІС виконують функції перетворення та обробки електричних сигналів чи параметрів електричної енергії за законами функцій, які неперервні у часі. Основу схемотехніки аналогових інтегральних мікросхем створюють найпростіші підсилювальні каскади. Використовуючи такі схемотехнічні заходи як багатокаскадність та зворотні зв'язки, розроблюють різного призначення підсилювачі, стабілізатори напруги і струму, перетворювачі частоти, фази і тривалості імпульсів, генератори синусоїдних та релаксаційних сигналів, інші схеми.

Цифрові ІС призначені для формування, перетворення і передавання кодів, поставлених у відповідність реальним значенням сигналів. При цьому інформаційні значення вхідних і вихідних сигналів змінюються дискретно в часі, тобто приймають два значення, які дорівнюють логічній одиниці та логічному нулю (логічні елементи, комутатори і ключі, тригери, регістри, суматори й інші). Основою цифрових інтегральних мікросхем є транзисторні ключі, які здатні перебувати в двох стійких станах: відкритому і закритому. Використання транзисторних ключів дає можливість будувати різні логічні пристрої та інші **функціональні вузли**, які входять до складу цифрових пристроїв і систем, що виконують складні функції (наприклад, ЕОМ).

Для сумісної роботи аналогових і цифрових інтегральних схем, наприклад, під час цифрової обробки аналогової інформації, необхідна наявність **аналого-цифрових та цифро-аналогових** перетворювачів.

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) – це пристрої для перетворення вхідного аналогового сигналу на дискретний код (цифровий сигнал).

Цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) – це пристрої для перетворення цифрового коду на аналоговий сигнал (струм, напругу, заряд).

За **конструктивно-технологічними ознаками** інтегральні схеми поділяють на напівпровідникові, плівкові, гібридні та суміщені.

Напівпровідникова ІС – це мікросхема, елементи якої розміщені у приповерхневому шарі підкладки (рис. 9.13).

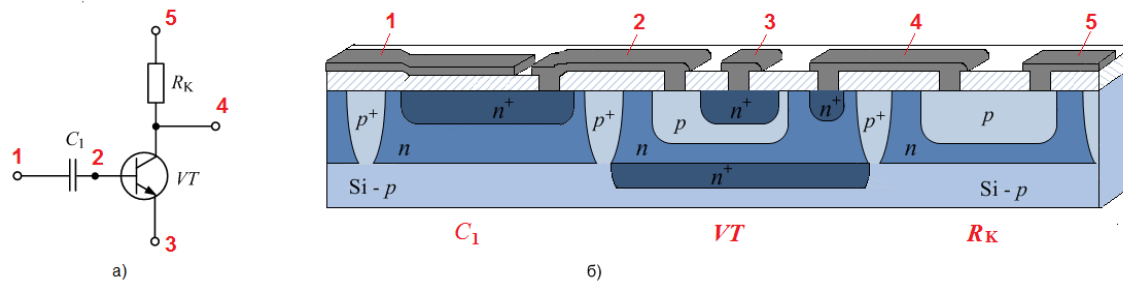


Рис. 9.13. Фрагмент напівпровідникової ІС: електрична схема (а)
і відповідна структура (б)

Окремі елементи виготовляють шляхом спрямованої зміни властивостей певних областей підкладки, а саме, внесення домішок у кристал напівпровідника за допомогою дифузії за високої температури або йонної імплантації. Таке **легування** здійснюється локально за допомогою спеціальних масок з отворами, через які атоми домішки проникають у кристал на потрібних ділянках. Роль маски зазвичай виконує плівка двоокису кремнію SiO_2 , що покриває поверхню кремнієвої пластини. В цій плівці різними методами формуються вікна необхідної форми. Потім елементи з'єднують один з одним тонкими металевими доріжками. Залежно від типу транзисторної логіки основними елементами напівпровідникової ІС можуть бути біполярні чи польові транзисторні структури, на виготовлення яких орієнтується увесь технологічний цикл ІС. Усі інші інтегральні елементи виготовляють водночас з основними без додаткових технологічних операцій. Наприклад, основним елементом ІС транзисторно-транзисторної логіки є багатоемітерний $n-p-n$ -транзистор. Інші елементи ($p-n-p$ -транзистори, діоди, резистори і конденсатори) виготовляють водночас з $n-p-n$ -транзисторами у тих шарах

напівпровідникової структури, які створюються для n - p - n -транзистора (рис. 9.13). Детальніше про послідовність кроків епітаксiально-планарної технології та особливості базових технологічних процесів, таких як епітаксія, легування, термічне окиснення, травлення, літографія, металізація, можна ознайомитися у інформаційних ресурсах [1, 2].

При одній і тій самій площі кристала намагаються збільшити кількість інтегральних елементів, зменшуючи їх розміри. Кількісно складність ІС прийнято характеризувати **рівнем інтеграції**, тобто числом N елементів (найчастіше транзисторів) на кристалі. Десятковий логарифм від рівня інтеграції, округлений до найближчого більшого цілого числа, називають **ступенем інтеграції**:

$$k = \lg N \quad (9.2)$$

ІС з кількістю елементів до 10 – це ІС 1-ступеня інтеграції; ІС з кількістю елементів від 11 до 100 – це ІС 2-ступеня інтеграції; і т.п.

Залежно від значення ступеня інтеграції ІС називаються по-різному:

- $k \leq 2$ ($N \leq 100$) – інтегральна схема малого ступеня інтеграції (ІС);
- $2 \leq k \leq 3$ ($N \leq 1000$) – ІС середнього ступеня інтеграції (СІС);
- $3 \leq k \leq 5$ ($N \leq 10^5$) – велика ІС (ВІС);
- $k > 5$ ($N > 10^5$) – надвелика ІС (НВІС).

У англomовній технічній літературі відповідно:

- ІС – Integrated Circuit;
- СІС – MSI (Medium Scale Integration);
- ВІС – LSI (Large Scale Integration);
- НВІС – VLSI (Very Large Scale Integration).

Плівкова ІС – це мікросхема, елементи і міжз'єднання якої виготовлені у вигляді різного роду плівок, що нанесені на поверхню ретельно відшліфованої і відполірованої діелектричної підкладки з ситалу

чи кераміки. Ситал – це кристалічний різновид скла з дрібнозернистою структурою. Кераміка – це суміш оксидів в кристалічній і склоподібній фазах. Підкладки з цих матеріалів мають не тільки достатню механічну міцність, здатність до механічної обробки (різання) та високий опір ізоляції, але й великий коефіцієнт теплопровідності для ефективної передачі теплоти від тепловиділяючих елементів, тому виконують водночас функції тепловідводів. Активні елементи (діоди, транзистори) не виготовляють плівковими, тому що властивості таких елементів значно погіршуються. Таким чином, плівкові ІС містять тільки пасивні елементи і являють собою, зазвичай, РС-ланцюги або будь-які інші схеми. Ізолювати плівкові елементи один від одного немає потреби, тому що їх виконують на діелектричній підкладці.

Залежно від способу утворення плівок розрізняють **тонкоплівкові ІС** (товщина плівок до 1-2(мкм)) і **товстоплівкові ІС** (товщина плівок від 10-20 (мкм) і більша). Різниця між цими ІС полягає не стільки в товщині плівок, скільки в різних технологіях нанесення плівок. **Тонкоплівкові** елементи ІС створюють локальним (через маску) термічним або йонно-плазмовим напиленням і електрохімічним осадженням різних матеріалів на діелектричну підкладку. **Технологія товстоплівкових ІС** полягає у локальному нанесенні на діелектричну підкладку напіврідких паст-склоемалей різних складів через трафаретну маску з наступним їх підсушуванням і впалюванням у підкладку

Гібридна ІС (ГІС) – це мікросхема, яка являє собою комбінацію плівкових пасивних елементів і навісних елементів, розміщених на поверхні спільної діелектричної підкладки із ситалу або кераміки (рис. 9.14). Плівкові елементи (резистори, конденсатори, спіралі котушок індуктивності, провідники і контактні площадки) виконують за тонкоплівковою та товстоплівковою технологіями. Дискретні компоненти,

які входять до складу ГІС, називають **навісними**, підкреслюючи цим відокремлення їх від основного технологічного циклу. Це, в першу чергу, мініатюрні напівпровідникові діоди і транзистори, безкорпусні напівпровідникові ІС та БІС. Навісними можуть бути і деякі пасивні елементи, наприклад, мініатюрні конденсатори з великою ємністю, дискретні індуктивні елементи, мініатюрні трансформатори, потужні резистори. Електричні зв'язки між елементами здійснюються за допомогою плівкового і дріт'яного монтажу. Для захисту від зовнішніх впливів гібридні ІС герметизують пластмасою (за умови, що зовнішні виводи виведені на одну сторону мікросхеми) або вміщують у герметичні металеві, скляні та керамічні корпуси.

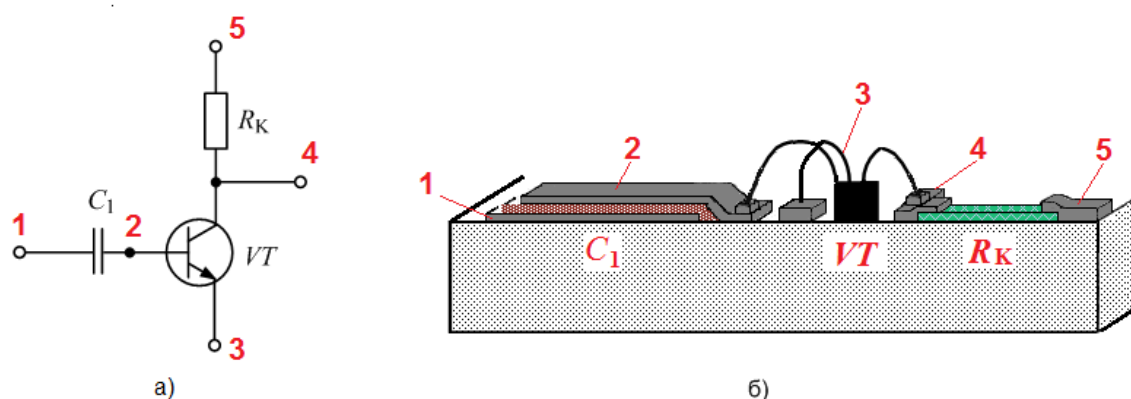


Рис. 9.14. Фрагмент гібридної ІС: електрична схема (а)
і відповідна структура (б)

Термін **велика ГІС (ВГІС)** означає, що до складу навісних елементів ГІС входять цілі напівпровідникові ІС і ВІС. ВГІС мають, як правило, багатошарову металізацію, як і напівпровідникові ВІС. Вживають терміни: **комутаційна плата** — для сукупності пасивних плівкових елементів, **мікробірка** — за наявності ВГІС на комутаційній платі.

Суміщена ІС — це мікросхема, активні елементи якої виконані в приповерхневому шарі напівпровідникового кристала (як у

напівпровідникової ІС), а пасивні нанесені у вигляді плівок на попередньо ізольовану поверхню того ж самого кристала (як у плівкової ІС) (рис. 9.15).

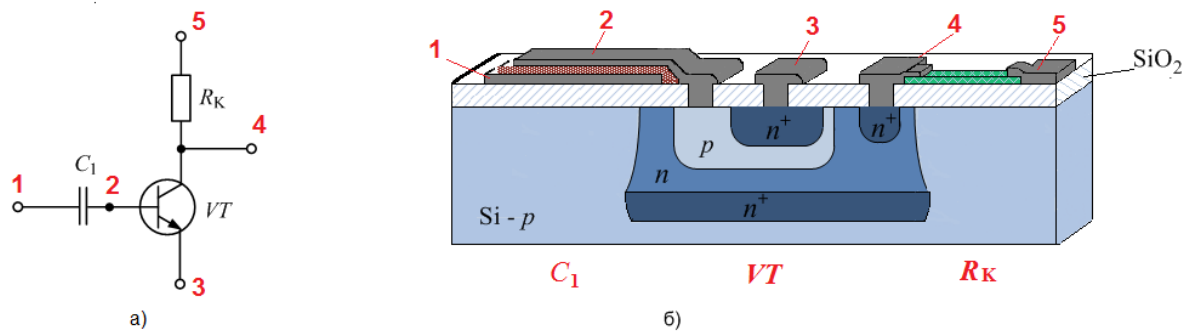


Рис. 9.15. Фрагмент суміщеної ІС: електрична схема (а) і відповідна структура (б)

В описі мікросхеми вказують **транзисторну логіку**, щоб підкреслити тим самим загальну характеристику властивостей і можливостей мікросхеми. На сьогодні найбільш поширеними є мікросхеми з **транзисторно-транзисторною логікою** (ТТЛШ на біполярних транзисторах) та з **логікою на комплементарних польових транзисторах** (КМОН).

Аналогові та цифрові інтегральні схеми виготовляють серіями для спрощення побудови різноманітної електронної апаратури. **Серія** – це сукупність інтегральних мікросхем (від одиниць до десятків), які виконують різні функції, але мають єдину схемотехнічну і конструктивно-технологічну основу та призначені для сумісної роботи в електронній апаратурі. До складу серії цифрових схем включають логічні елементи, які не тільки створюють функціонально повну систему, але і вирізняються різноманітністю, що дає змогу мінімізувати об'єм обладнання. Мікросхеми однієї серії, як правило, мають однакову напругу джерел живлення, значення входних і вихідних опорів, рівні сигналів, тобто узгоджені за електричними характеристиками.

За **функціональним призначенням** аналогові та цифрові схеми поділяють на **підгрупи і види**. До аналогових схем належать такі підгрупи, як підсилювачі, генератори сигналів, джерела вторинного електроживлення, багатофункціональні аналогові пристрої, фільтри, схеми порівняння та інші. Цифрові схеми – це комутатори і ключі, логічні елементи, тригери, пристрої пам'яті, обчислювальні та цифрові пристрої, багатофункціональні цифрові пристрої та інші. Цифрова мікросхема, яка виконує складні функції процесора, отримала назву мікропроцесора. Мікропроцесор виконує в основному функції АЛУ (арифметико-логічного пристрою), а додаткові функції зв'язку з периферією виконують спеціально для цього виготовлені набори мікросхем. Мікропроцесори з вбудованими контролерами оперативної та постійної пам'яті, а також іншими додатковими функціями називають мікроконтролерами.

У цілому, існує безліч систем позначень інтегральних схем. З них є кілька стандартних, які використовуються багатьма виробниками. Наприклад, система умовних позначень сучасних типів інтегральних мікросхем, що була встановлена ОСТ 11073915-80. В основу системи позначень покладений буквено-цифровий код. Повне умовне позначення ІС складається з кількох груп символів (рис. 9.16), які записують без розділових знаків та пропусків.

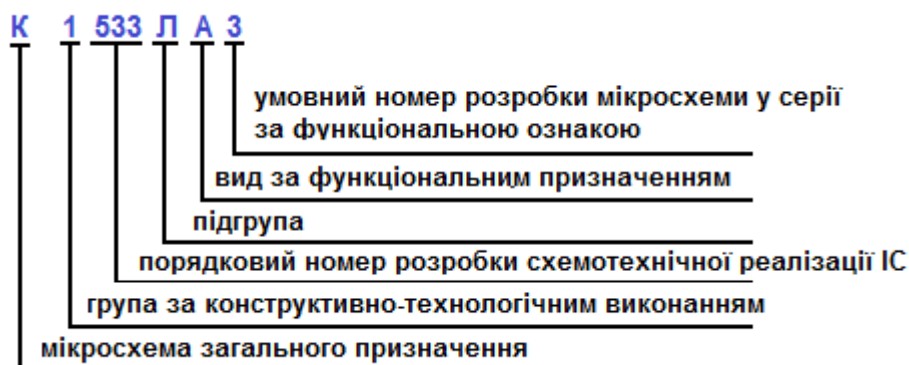


Рис. 9.16. Приклад позначення мікросхеми K1533ЛА3

Мікросхеми позначають на схемах заміщення умовно-графічними зображеннями відповідно до ГОСТ 2.743-91 для цифрових мікросхем та ГОСТ 2.759-82 для аналогових мікросхем. Умовно-графічне позначення мікросхеми має форму прямокутника, до якого підводять лінії виводів. Зображення може складатися тільки з основного поля або з основного поля і одного додаткового, яке розташовують праворуч або ліворуч від основного, а також з основного поля і двох додаткових (рис. 9.17). Допускається додаткові поля розділяти на зони, які відділяють горизонтальними лініями.

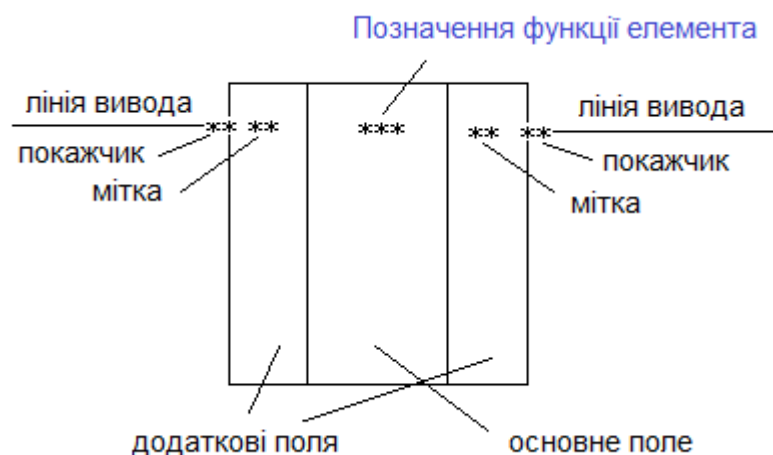


Рис. 9.17. Умовне графічне зображення мікросхеми

На схемах заміщення кожен мікросхему позначають дволітерним кодом: DA (якщо схема аналогова) або DD (якщо схема цифрова) і присвоюють їй порядковий номер. У першому рядку основного поля умовно-графічного позначення мікросхеми розміщують позначення функції, яку виконує IC. Наприклад, RG – регістр, G – генератор, *STU – стабілізатор напруги, SW – комутатор, SM – суматор та багато інших. У додаткових полях розміщують інформацію про призначення виводів (мітки, показники). Входи елемента зображують з лівої сторони прямокутника, виходи – з правого боку.

Література

1. Петренко І.А. Основи електротехніки та електроніки: Навч. посібник для дистанційного навчання: у 2 ч. – Ч.2: Основи електроніки. – К.: Університет «Україна», 2006. – 307 с.
2. Електротехніка. Основи електроніки та схемотехніки [Електронний ресурс]: дистанційний курс / А. А. Щерба, І. А. Петренко, М. Є. Кучеренко – 67,9 авт.арк., 49,8 Мб. – Київ: УІТО НТУУ «КПІ», сертифікат НППМ № 2702, 2012. – Режим доступу до курсу: <http://udec.ntu-kpi.kiev.ua/moodle/course/view/php?id=129>.
3. Щерба А.А., Поворознюк Н.І. Електротехніка. Частина II. Електроніка.: Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. — Київ: ТОВ "Наш формат", 2013. — 458 с.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти у 4-х т. Під ред. В. І. Сенька. – Т.1: Елементна база електронних пристроїв. – К.: ТОВ “Видавництво Обереги”, 2000.– 300 с.
5. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти у 4-х т. Під ред. В.І.Сенька. – Т.2: Аналогові та імпульсні пристрої. – К.: ТОВ “Видавництво Обереги”, 2000 – 510 с.
6. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. – М.-С.-П.: «Лаборатория Базовых Знаний Невский Диалект», 2001. – 488 с.
7. Васильєва Л.Д., Медведенко Б.І., Якименко Ю.І. Напівпровідникові прилади: Підручник. – К.: ІВЦ, “Видавництво «Політехніка» ”, 2003. – 388 с.
8. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемо техніка: теорія і практикум: Навч. посіб. / За ред. А.Г.Соскова. 3-е вид. – К.:Каравела, 2004. – 432 с.